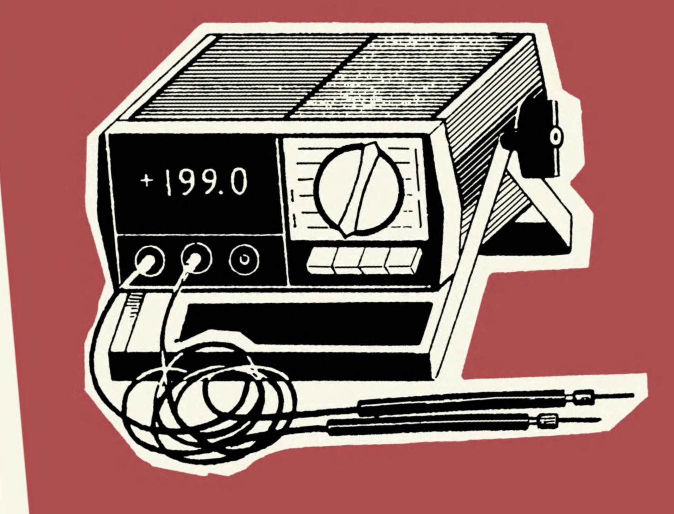




Г. Я. АФАНАСЬЕВ, Ю. С. МАЛЬЦЕВ

ЦИФРОВЫЕ АВОМЕТРЫ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 878

Г. Я. АФАНАСЬЕВ, Ю. С. МАЛЬЦЕВ

ЦИФРОВЫЕ АВОМЕТРЫ



«ЭНЕРГИЯ» • МОСКВА • 1975

6Ф2.08
А 94
УДК 621.396.6

Афанасьев Г. Я. и Мальцев Ю. С.

А 94 Цифровые авометры. М., «Энергия», 1975.

72 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 878).

В книге рассмотрены принципы построения многодиапазонных цифровых приборов для радиотехнических измерений. Приведены технические характеристики некоторых отечественных и зарубежных приборов, показано их конструктивное оформление, описаны схемы приборов и их отдельные узлы и элементы.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей.

А $\frac{30405\text{-}264}{051(01)\text{-}75}$ 353-75 6Ф2.08

ПРЕДИСЛОВИЕ

Многие специалисты и радиолюбители в своей практической деятельности широко пользуются комбинированными измерительными приборами — авометрами. Авометры с цифровым отсчетом, несмотря на целый ряд преимуществ перед приборами со стрелочным указателем (высокая точность измерения, возможность автоматического выбора предела измерения, индикация знака полярности и размерности измеряемой величины), до последнего времени применялись в основном в лабораторных условиях из-за значительных размеров и массы, высокой стоимости, большой потребляемой мощности.

В настоящей книге освещены некоторые вопросы проектирования цифровых авометров. Методы построения цифровых вольтметров постоянного тока достаточно подробно рассмотрены в ряде работ [Л. 1—9], поэтому в данной работе приведено лишь краткое описание основных способов преобразования напряжения в цифровой код, а основное внимание уделено элементам и узлам авометров, реализованных на интегральных микросхемах. Достаточно подробно рассмотрены также разнообразные схемы и конструкции микроэлектронных авометров. В заключение приведены основные технические характеристики данной группы приборов.

Книга написана на основе материалов, опубликованных за последнее время в отечественной и зарубежной периодической печати.

БЛОК-СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ С ЦИФРОВЫМ ВЫХОДОМ

Принципы построения и основные структурные схемы цифровых измерительных приборов достаточно подробно рассмотрены в ряде монографий [Л. 1—7]. Поэтому здесь очень кратко описаны наиболее распространенные структурные схемы.

ПОРАЗРЯДНОЕ УРАВНОВЕШИВАНИЕ

Поразрядное уравновешивание широко применяется в неавтоматических потенциометрах и мостах, которые по существу являются цифровыми приборами с ручным уравновешиванием. Структурная схема поразрядного автокомпенсатора показана на рис. 1.

Прибор состоит из измерительной схемы (входная цепь, нуль-орган и многоразрядная уравновешивающая цепь) и управляющего автомата с цифровым отсчетным устройством.

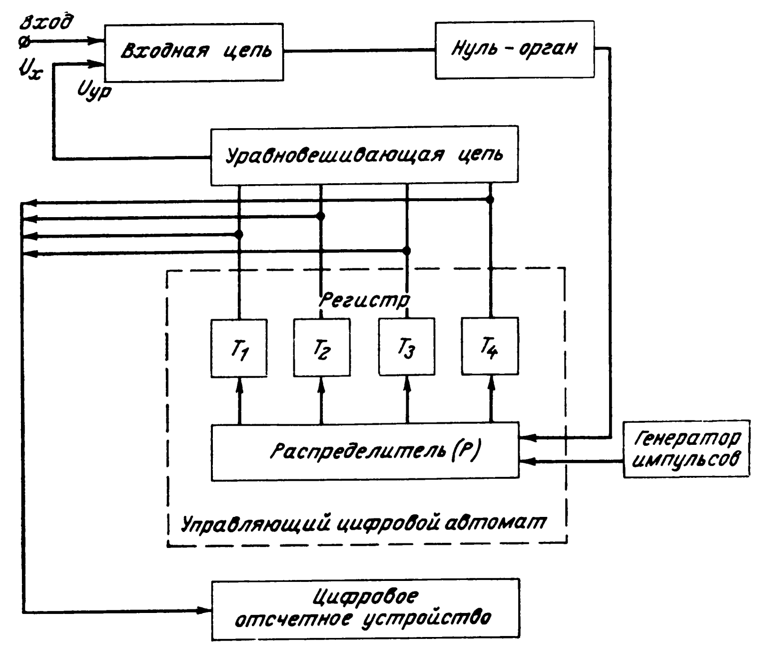


Рис. 1.

Входная цепь преобразует измеряемый сигнал и производит алгебраическое сложение его с уравновешивающим сигналом.

В качестве нуль-органа обычно используется усилитель с большим коэффициентом усиления. Он определяет знак отклонения от состояния равновесия («перекомпенсация» или «недокомпенсация»).

По командам нуль-органа цифровой автомат переключает ячейки памяти, которые в свою очередь управляют работой уравновешивающей цепи.

При использовании двоичного кода процесс уравновешивания протекает следующим образом. Распределитель P по очереди опрокидывает триггеры всех разрядов, начиная со старшего. При этом на выходе уравновешивающей цепи, управляемой триггерами цифрового регистра, создаются напряжения:

$$2^{n-1}\Delta U_{\text{ур}},\ 2^{n-2}\Delta U_{\text{ур}},\ldots,2^{1}\Delta U_{\text{ур}},\ 2^{0}\Delta U_{\text{ур}},$$

где n — число разрядов; $\Delta U_{\text{ур}}$ — величина уравновешивающего напряжения, соответствующая младшему разряду.

Сумма получаемых таким образом напряжений сравнивается с измеряемой величиной U_x. Если эта сумма больше измеряемого напряжения, то нуль-орган дает разрешение на сброс последнего триггера, вызвавшего перекомпенсацию. Если набранная сумма меньше измеряемой величины U_x, то нуль-орган запрещает сброс последнего включенного триггера цифрового регистра.

К концу цикла работы распределителя в исходном состоянии «0» окажутся триггеры тех разрядов, включение которых вызвало перекомпенсацию, а в состоянии «1» будут находиться триггеры разрядов, сумма напряжений которых обеспечила наилучшее приближение к измеряемому сигналу U_x.

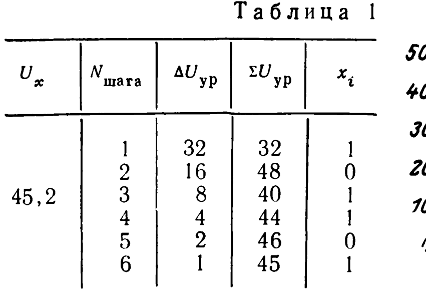
Результирующее напряжение на выходе уравновешивающей цепи при включении n-го двоичного разряда равно:

$$U_{\text{ур}} = \sum_{i=0}^{n-1} x_i \cdot 2^i \Delta U_{\text{ур}},$$

где x_i — коэффициент, равный нулю или единице, в зависимости от результатов сравнения.

Предположим, что $U_x=45{,}2$ ед., $\Delta U_{\text{ур}}=1$, число разрядов $n=6$. В этом случае схема (рис. 1) работает следующим образом. Первым шагом распределителя включается триггер регистра, соответствующий выходному напряжению уравновешивающей цепи

Таблица 1



U_x	$N_{\text{шага}}$	$\Delta U_{\text{ур}}$	$\Sigma U_{\text{ур}}$	x_i
45,2	1	32	32	1
	2	16	48	0
	3	8	40	1
	4	4	44	1
	5	2	46	0
	6	1	45	1

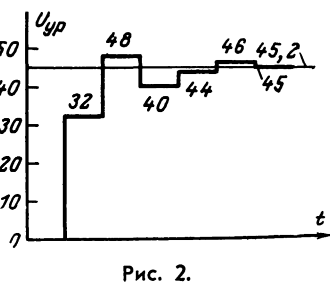


Рис. 2.

$U_{ур}=2^5=32$ ед., затем — триггер, соответствующий напряжению $U_{ур}=2^4=16$ и т. д.

Процесс уравновешивания поясняется табл. 1 и рис. 2. Полученный в результате уравновешивания код 101101 является числовым эквивалентом измеряемой величины и в десятичной системе счисления соответствует числу 45.

СЛЕДЯЩЕЕ УРАВНОВЕШИВАНИЕ

Цифровой прибор поразрядного уравновешивания превращается в следящий, если в схеме рис. 1 регистр и распределитель заменить реверсивным счетчиком импульсов. Команды реверсирования вырабатываются нуль-органом.

Следящие приборы отличаются от приборов циклического действия тем, что после достижения компенсации и срабатывания нуль-органа счетчик не возвращается в исходное состояние. При этом установившееся положение счетчика соответствует измеряемой величине в данный момент времени. Прибор отрабатывает изменения входного сигнала; при этом уравновешивающее напряжение меняется вместе с измеряемой величиной U_x.

Уравновешивающая цепь создает напряжение $U_{ур}$, соответствующее состоянию реверсивного счетчика импульсов и выходному коду. В зависимости от соотношения $U_x(t)$ и $U_{ур}$ на выходе нуль-органа изменяется полярность напряжения. Если $U_x(t)>U_{ур}$, то счетчик включается для прямого счета (суммирования); если $U_x(t)<U_{ур}$, то счетчик работает на вычитание.

РАЗВЕРТЫВАЮЩЕЕ УРАВНОВЕШИВАНИЕ

Цифровой прибор поразрядного уравновешивания превращается в прибор с развертывающим уравновешиванием, если в схеме рис. 1 регистр выполнить в виде нереверсивного счетчика импульсов.

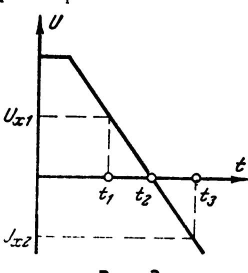


Рис. 3.

Значительное распространение получили также приборы развертывающего уравновешивания с промежуточным преобразованием измеряемой величины во временной интервал. Принцип их действия поясняет рис. 3. В момент t_1 срабатывает один нуль-орган, в момент t_2 — второй. Интервал времени (t_1, t_2) заполняется импульсами. Их общее количество пропорционально разности (U_{x1}—U_{x2}).

На принципе интегрирования сигнала с время-импульсным преобразованием выполняются цифровые приборы, измеряющие среднее значение напряжения за постоянный промежуток времени $T_ц$ (интегрирующие вольтметры). Структурная схема прибора, построенная по этому принципу, представлена на рис. 4.

Схема содержит интегратор с ключами K_1 и K_2, нуль-орган $НО$, блок управления, генератор импульсов, ключ K_3, счетчик с цифровым отсчетным устройством.

Цикл работы прибора состоит из двух тактов. В первом такте ключ K_1 подключает к интегратору измеряемое напряжение U_x.

Выходное напряжение интегратора начинает линейно возрастать по закону

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{RC}\int\limits_0^{t_1} U_{\text{вх}}(t)\,dt.$$

В конце первого такта T_1

$$U_{\text{вых}}(T_1) = \frac{U_{\text{вх}}T_1}{RC} = \frac{U_{\text{вх}}}{RC}\frac{N}{f},$$

где N — емкость счетчика; f — частота генератора импульсов.

Одновременно с началом интегрирования открывается ключ K_3, который пропускает импульсы генератора на счетчик. В момент переполнения счетчика блок управления переключает ключ K_1, и на

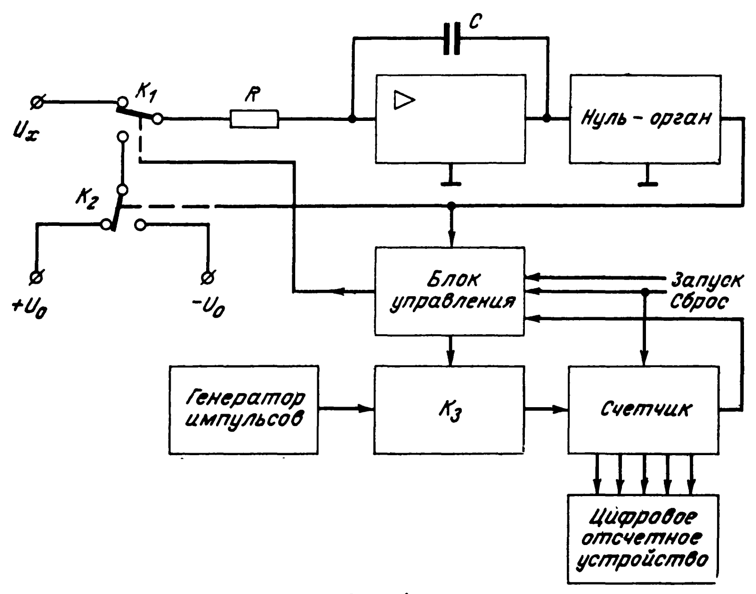


Рис. 4.

интегратор подается эталонное напряжение, имеющее обратную полярность по сравнению с измеряемым. Начиная с этого момента, счетчик снова заполняется импульсами генератора, а напряжение на выходе интегратора линейно уменьшается. Наклон кривой определяется величиной эталонного напряжения:

$$U_{\text{вых}}(T_1 + \Delta t) = \frac{U_{\text{вх}}N}{RCf} - \frac{U_0\Delta t}{RC}.$$

В момент $U_{вых}=0$ нуль-орган срабатывает и закрывает ключ K_3. В счетчике оказывается записанным число N_x, которое индицируется цифровым отсчетным устройством:

$$N_x = \frac{U_{вх}N}{U_0}.$$

На точность работы такого прибора не влияет плавный уход частоты генератора и параметров RC-интегратора. Кроме того, в силу двухтактного режима работы происходит частичная компенсация погрешности, возникающей за счет нелинейности напряжения на выходе интегратора.

Не менее важным преимуществом метода является высокая помехозащищенность, обусловленная интегрированием измеряемого сигнала. При правильном выборе промежутка T_1 удается в значительной мере ослабить влияние помех.

ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ

В настоящее время в измерительной технике, особенно в малогабаритных устройствах, все больше используются микроминиатюрные элементы и схемы.

Микроминиатюрные схемы можно разделить на четыре основные группы: схемы, выполненные на базе дискретных элементов уплотненным методом; микромодули; тонкопленочные схемы; полупроводниковые твердые схемы. Наиболее перспективными считаются последние два вида, которые часто объединяют общим названием — интегральные схемы (ИС) [Л. 10—12].

В последнее время получили распространение и гибридные схемы, сочетающие в себе два и более вида указанных схем.

Интегральная схема представляет собой один или несколько функциональных электронных элементов, собранных в виде отдельного прибора. Такая интегральная схема размещается в общем корпусе и заменяет дискретную электронную схему, насчитывающую несколько десятков, а то и сотен транзисторов, диодов, резисторов и т. п. Имея небольшие размеры, массу и потребляя незначительную мощность, ИС в то же время отличаются высокой надежностью, приближающейся к надежности одного транзистора.

Применение интегральных схем в приборах позволяет использовать в качестве элементов не отдельные транзисторы, а целые блоки и резко снижать число используемых элементов и паяных соединений. Это значительно повышает надежность приборов.

ЦИФРОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Цифровые логические ИС подразделяются на логические схемы на транзисторах с непосредственной связью (НСТЛ), резисторно-транзисторные логические схемы (РТЛ), диодно-транзисторные логические схемы (ДТЛ) и трансисорно-транзисторные логические схемы (ТТЛ). Отдельную группу составляют логические схемы на МОП-транзисторах.

Логические элементы на транзисторах с непосредственной связью НСТЛ просты и содержат небольшое число элементов. Например, элемент НЕ-ИЛИ (рис. 5,*а*) содержит несколько транзисторов, эмит-

теры которых заземлены, а коллекторы присоединены к общему резистору нагрузки. Входные сигналы подаются на базы транзисторов. При наличии сигнала в базе любого транзистора протекает ток, который вызывает насыщение этого транзистора. Это приводит к падению напряжения на объединенных коллекторах до уровня остаточного напряжения насыщенного транзистора. Таким образом, подача положительного сигнала на любой из входов приводит к установлению на выходе напряжения $U_{вых} \approx 0$.

В НСТЛ-вентиле НЕ-И (рис. 5,*б*) транзисторы включены последовательно, причем эмиттер нижнего транзистора заземлен, а кол-

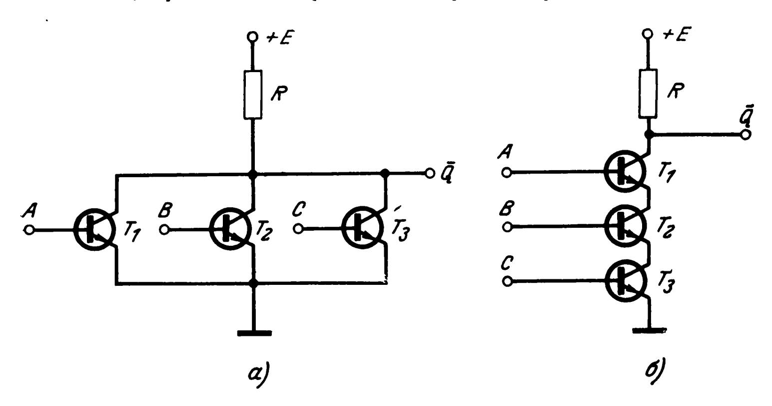


Рис. 5.

лектор верхнего через резистор *R* подключен к источнику питания. Ток через резистор протекает только в том случае, если все транзисторы находятся в проводящем состоянии.

Эмиттеры транзисторов имеют разные потенциалы, поэтому для отпирания каждого транзистора требуется определенное базовое напряжение. Так, для отпирания транзистора T_2 требуется напряжение $U_2 = U_{б.э} + U_{к.э}$, а для транзистора T_1 — $U_1 = U_{б.э} + 2U_{к.э}$, где $U_{к.э}$ — напряжение коллектор — эмиттер в режиме насыщения.

При объединении нескольких входов из-за разброса параметров базовые токи распределяются неравномерно. Поэтому может случиться, что один из транзисторов будет отперт, а на остальные транзисторы для их полного насыщения тока недостаточно. Для выравнивания токов в базовых цепях транзисторов включают последовательно добавочные резисторы, что приводит к спрямлению и сближению входных характеристик.

Быстродействие РТЛ-элементов несколько меньше, чем НСТЛ, так как базовый резистор образует с емкостью диода база — эмиттер *RC*-цепочку, которая вносит дополнительную задержку.

Диодно-транзисторные элементы ДТЛ просты, экономичны, обладают достаточным быстродействием. Типичная диодно-транзисторная логическая схема показана на рис. 6.

Если хотя бы один из входов схемы находится под потенциалом земли, то диод $Д_4$ заперт и в базу транзистора ток не поступает. Выходное напряжение равно $+U_к$. Только в случае, когда

на всех трех входах присутствует 1 и протекает ток через резистор R_1 и диод $Д_4$, выходное напряжение $U_{вых} \approx 0$.

Помехоустойчивость такой схемы определяется напряжением на насыщенных транзисторах и падением напряжения на диоде $Д_4$. Помехоустойчивость схемы составляет около 400 мВ. К недостат-

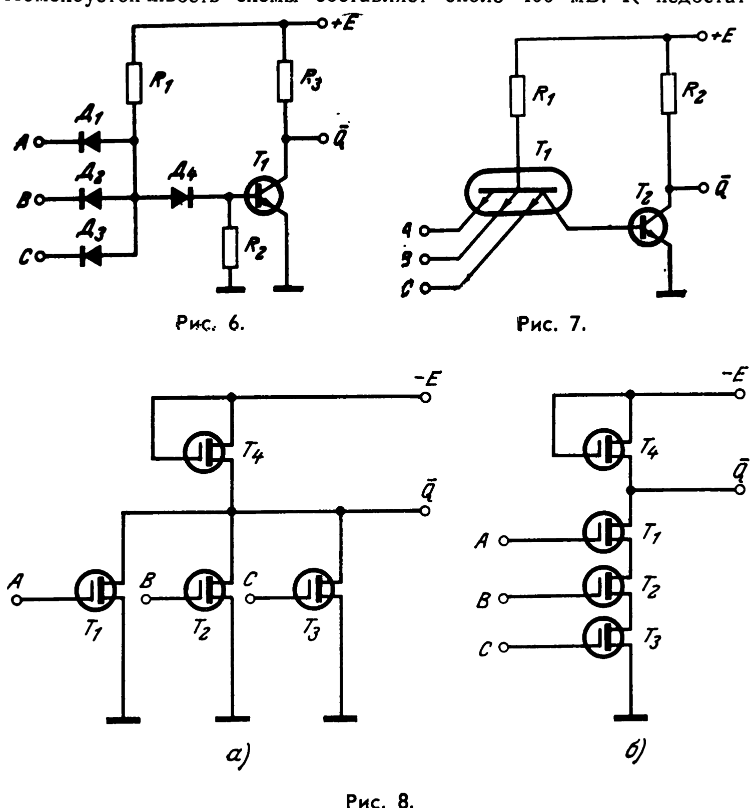


Рис. 6.

Рис. 7.

а)

б)

Рис. 8.

кам схем ДТЛ можно отнести следующее: длительность переднего фронта импульса относительно велика и зависит от величины $R_к$ и емкости нагрузки, что ограничивает быстродействие схемы; помехозащищенность схем не оптимальна; на коллекторном сопротивлении теряется значительная мощность.

Примером удачной реализации возможностей монолитной интегральной техники могут служить схемы ТТЛ. В отличие от ДТЛ-элементов входные диоды здесь заменены входным многоэмиттерным транзистором (рис. 7). В этом случае вместо пассивных элементов используются активные, благодаря чему быстрее удаляются неосновные носители, накопленные в базе выходного транзистора T_2.

Схема элемента ТТЛ проста и содержит всего четыре компонента. Хорошая помехозащищенность, высокое быстродействие и не-

большая потребляемая мощность привели к широкому использованию схем ТТЛ.

Рассмотрим теперь логические схемы на МОП-транзисторах. Полевой транзистор со структурой металл — окисел — полупроводник (МОП) представляет собой прибор, управляемый напряжением.

Таблица 2

A	*B*	*C*	*Q*
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

Таблица 3

A	*B*	*C*	$\overline{Q}$
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

МОП-транзистор имеет входное сопротивление 10^{12}—10^{14} Ом. Сложная интегральная схема со структурой МОП обычно состоит только из МОП-транзисторов и не содержит других элементов. Основными логическими элементами являются элементы НЕ-И и НЕ-ИЛИ.

Схема элемента НЕ-ИЛИ показана на рис. 8,*а*. Транзисторы T_1, T_2, T_3 используются как выходные вентили. Вместо нагрузочного резистора включен транзистор T_4. Такая замена, помимо снижения рассеиваемой мощности, позволяет значительно сократить площадь подложки.

Работу схемы поясняет табл. 2.

На рис. 8,*б* показана схема элемента НЕ-И.

Ток через нагрузочный резистор потечет только в том случае, когда на всех трех входах схемы будут 1. Этот ток вызывает падение выходного напряжения до нуля. Работу схемы поясняет табл. 3.

ТРИГГЕРЫ. СЧЕТЧИКИ

Для построения различных логических схем цифровых приборов широко применяются триггеры. Используя потенциальные схемы И-НЕ, как показано на рис. 9, можно построить *RS*-триггер. Работу несинхронизируемого *RS*-триггера можно проследить по табл. 4.

Таблица 4

t		*t*+1
A	*B*	*Q* (*t*+1)
0	0	—
0	1	1
1	0	0
1	1	0
1	1	*Q*(*t*)

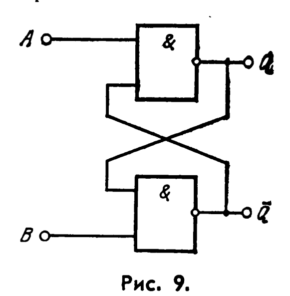


Рис. 9.

При $A=1$, $B=0$ происходит установка триггера в нулевое состояние $Q(t+1)=0$.

При $A=0$, $B=1$ триггер устанавливается в единичное состояние. При $A=B=1$ триггер сохраняет предыдущее состояние

$$Q(t+1)=Q(t).$$

Если $A=B=0$, то состояние триггера однозначно не определяется и возможно искажение информации, хранимой в триггере. Поэтому такая комбинация входных сигналов не допускается.

Распространенным типом триггера на интегральных логических элементах является универсальный IK-триггер. Схема его показана на рис. 10, а работу поясняет табл. 5.

Сигнал $A=1$ устанавливает триггер в состояние «1», а сигнал $B=1$ переводит его в состояние «0» независимо от предыдущего состояния.

В отличие от RS-триггера в IK-триггере 1 может одновременно подаваться на входы A и B. При этом триггер при подаче тактового сигнала T всегда будет изменять свое состояние на противоположное, т. е. при $A=B=1$ схема ведет себя как триггер со счетным входом.

Схема универсального IK-триггера на МОП-транзисторах показана на рис. 11. В этом триггере резисторы в цепях обратных связей отсутствуют, так как ввиду очень высоких входных сопротивлений транзисторов в них нет необходимости. Вместо нагрузочных резисторов в IK-триггере используются МОП-транзисторы, затворы которых могут быть подключены либо к стокам, либо к отдельному источнику питания.

Транзисторы T_1—T_4 образуют первый статический триггер, а транзисторы T_5—T_8 — второй. Соединение триггеров выполняется транзисторами T_9—T_{10}, T_{12}—T_{13}. Такая ячейка представляет собой триггер с раздельными входами.

Транзистор T_{11} предназначен для предварительной установки схемы в исходное состояние. Транзисторы T_{14}, T_{15} отделяют триггеры друг от друга. Информация записывается во время тактового импульса. Передача информации из первого триггера во второй происходит только во время паузы. С помощью транзисторов T_{16}, T_{17} схема превращается в универсальный триггер, работу которого можно проследить по табл. 6.

Счетчики на интегральных элементах строятся в основном так же, как и счетчики на дискретных элементах. Некоторые особенности возникают при использовании специальных интегральных триггеров. На рис. 12,*а* показана схема простейшего счетчика по модулю 8, построенного на интегральных IK-триггерах. Первый триггер счетчика изменяет свое состояние с приходом каждого импульса B, так как на его входы I и K постоянно подано напряжение, соответствующее 1. Последующие триггеры счетчика изменяют свое состояние на противоположное под действием сигнала B только в том случае, если с единичного выхода Q предшествующего триггера на входы I и K подается единичный сигнал. Временная диаграмма работы такого счетчика показана на рис. 12,*б*.

В качестве примера на рис. 13 показана схема декадного счетчика на IK-триггерах, работающего в коде 8-4-2-1. Счетчик содержит четыре триггера и три логические схемы И. Первый триггер изменит свое состояние под действием каждого входного сигнала

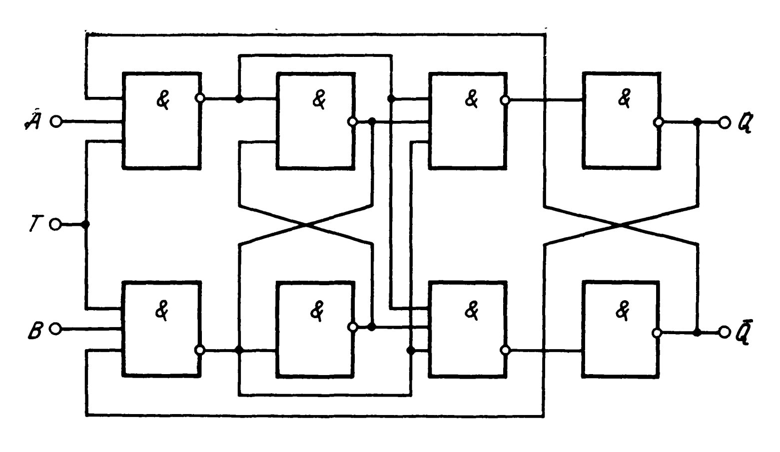


Рис. 10.

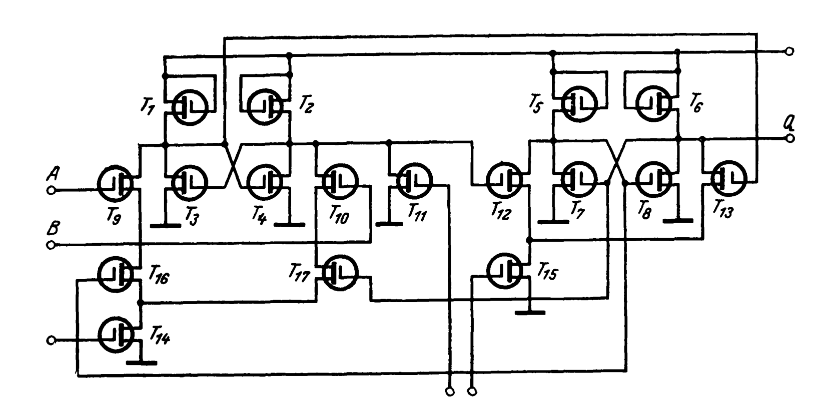


Рис. 11.

Таблица 5

t		*t*+1
A	*B*	*Q*(*t*+1)
0	0	$Q(t)$
0	1	0
1	0	1
1	1	$Q(t)$

Таблица 6

t		*t*+1
A	*B*	*Q*(*t*+1)
0	0	$Q(t)$
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q}(t)$

B. Второй триггер сработает под воздействием сигнала *B* только в том случае, если на вход схемы $И_1$ подана 1 с выхода $\bar{Q}_1$ триггера T_1 и с выхода $\bar{Q}_4$ триггера T_4. Триггер T_3 работает аналогично от входных сигналов схемы $И_2$. Триггер T_4 устанавливается в 0 под воздействием 1 с выхода Q_1, а в 1 — только при подаче сигналов Q_1, Q_2, Q_3 на вход схемы $И_3$.

Работу декадного счетчика поясняет табл. 7.

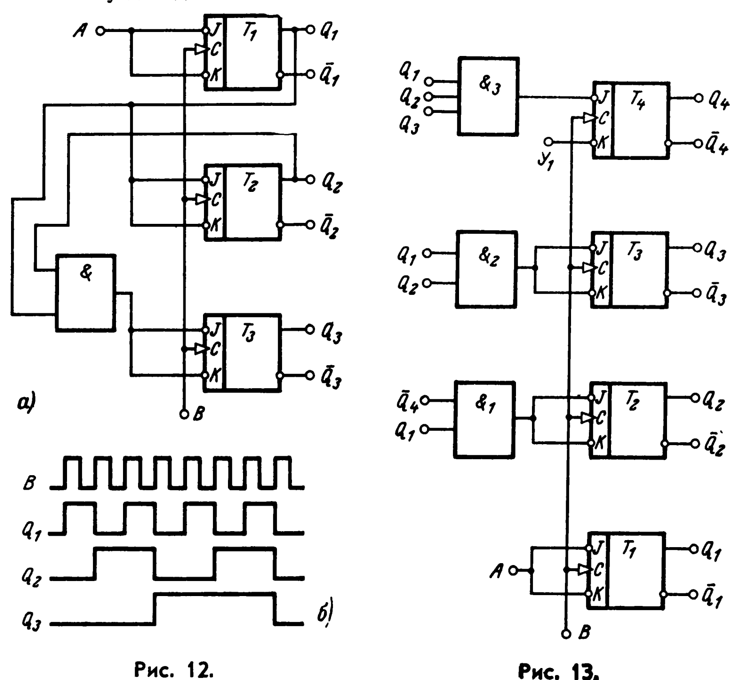


Рис. 12.

Рис. 13.

Таблица 7

B	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

УЗЛЫ ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

Цифровые авометры строятся, как правило, на основе милливольтметра постоянного тока, а ток, сопротивление и напряжение переменного тока преобразуются в напряжение постоянного тока.

Масштабирование напряжения может быть осуществлено с помощью обычного делителя напряжения. Для масштабного преобразования малых постоянных напряжений часто применяют операционный усилитель. В качестве примера рассмотрим такой усилитель (рис. 14).

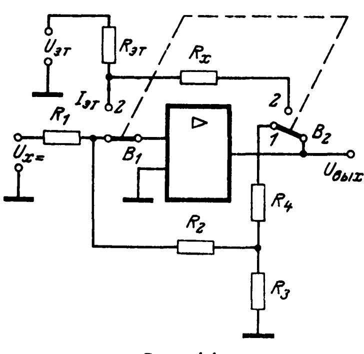


Рис. 14.

Операционный усилитель постоянного тока (УПТ) имеет коэффициент при разомкнутой обратной связи $K \geqslant 30\,000$ и полосу пропускания до 10 мГц.

При измерениях постоянного напряжения переключатели B_1 и B_2 устанавливаются в положение 1; при этом через резистор течет ток $I_x = U_x/R_1$. Напряжение обратной связи, снимаемое с делителя R_3R_4, компенсирует этот ток. Благодаря малому дрейфу и большому коэффициенту усиления усилителя его выходное напряжение $U_{вых}$ определяется лишь внешними элементами (резисторами):

$$\frac{U_{вых}}{U_x} = \frac{R_2}{R_4}\,\frac{R_3 + R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_1}.$$

Изменение диапазона осуществляется изменением номинала резистора R_1: на пределе измерений до 100 мВ $R_1 = 100$ кОм, на пределе измерений до 1 В $R_1 = 1$ МОм, на пределе измерений до 10 В $R_1 = 10$ МОм. Все резисторы должны иметь малый температурный коэффициент.

На рис. 15 показана схема масштабирующего усилителя постоянного тока с последовательной обратной связью. Коэффициент усиления такой схемы

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0\beta},$$

где K_0 — коэффициент усиления УПТ с разомкнутой обратной связью;

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Входной ток схемы состоит из двух составляющих: нулевого тока УПТ $I_{вх0}$ и тока $I_{вх1}$, потребляемого усилителем:

$$I_{вх} = I_{вх0} + I_{вх1} = I_{вх0} + \frac{U_x}{R_{вх}}\,\frac{1}{1 + K_0\beta}.$$

Входное сопротивление схемы в целом определяется уравнением

$$R=R_{вх}(1+K_0\beta).$$

Выходное напряжение схемы

$$U_{вых}=(U_x+U_{др}+R_г I_{вх0})\frac{K_0}{1+K_0\beta},$$

где $U_{др}$ — напряжение дрейфа и шумов; $R_г$ — сопротивление источника сигнала.

Преобразование малых токов достаточно просто и эффективно может быть выполнено операционным усилителем постоянного тока. Схема преобразователя тока в напряжение приведена на рис. 16. В этом случае выходное напряжение УПТ пропорционально входному току:

$$U_{вых}=\left(I_x+I_{вх0}+\frac{U_{вх0}+\frac{I_x R}{K}}{R_г}\right)R_1+U_{др}.$$

Измерение сопротивлений может производиться с помощью схемы, показанной на рис. 14. В этом случае переключатели B_1 и B_2 устанавливаются в положение *2*. Измеряемое сопротивление включено в цепь обратной связи усилителя. К суммирующей точке усилителя течет ток $I_{эт}$ через резистор $R_{эт}$ от источника напряжения

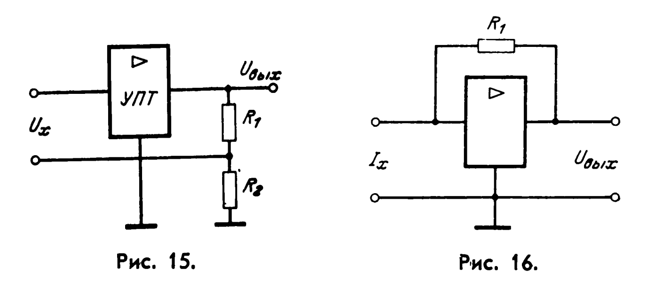


Рис. 15. Рис. 16.

$U_{эт}$. Выходное напряжение в этом случае будет определяться уравнением

$$U_{вых}=\left(\frac{U_{эт}+U_{др}}{R_{эт}}+I_{др}+\frac{U_{др}+\frac{U_{эт}R_x}{R_{эт}K_0}}{R_{эт}}\right)R_x+U_{др}.$$

Изменение диапазона осуществляется переключением резисторов $R_{эт}$.

Непосредственное преобразование переменного тока в постоянный с помощью полупроводниковых выпрямительных диодов применяется редко из-за значительной нелинейности вольт-амперных характеристик диодов и их низкой температурной стабильности. От этих недостатков можно избавиться, использовав схему операционного усилителя (рис. 17). Измеряемое напряжение $U_{x\sim}$ через рези-

стор R_1 поступает в суммирующую точку усилителя. В эту же точку подается напряжение обратной связи, снимаемое с резистора R_3. Выпрямленный ток на выходе схемы равен:

$$i_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} K_0}{R_3 \left(1 + \frac{R_{\text{д}} + R_1}{R_3} + K_0\right)},$$

где $R_{\text{д}}$ — сопротивление диода в прямом направлении.

При $K \gg 1 + \frac{R_4 + R_{\text{д}}}{R_3}$

$$i_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_3},$$

так что характеристика схемы имеет линейный характер. Изменяя сопротивление резистора R_3, можно получить градуировку в действующих, амплитудных или средних значениях (для синусоидальных сигналов).

Выходное напряжение такого выпрямителя, снимаемое с фильтра R_5C_2, содержит постоянную составляющую $U_=$ с наложенной на нее переменной составляющей $U_\sim$. Через резистор R_6 обе эти составляющие поступают на выход схемы. Параллельно с резистором R_6 включен активный фильтр $У_2$. Усилитель $У_2$ выделяет пере-

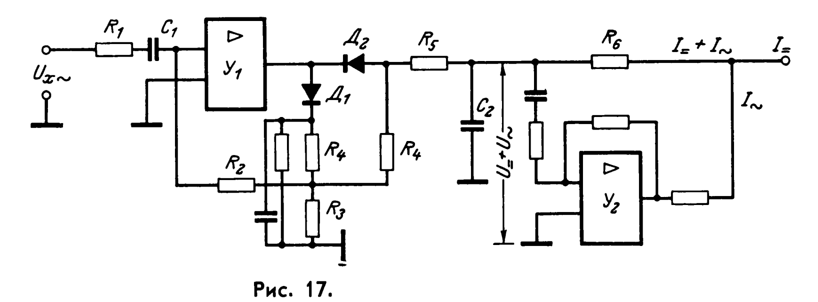


Рис. 17.

менную составляющую $U_\sim$, инвертирует ее и обеспечивает формирование компенсирующего тока. Этот ток компенсирует составляющую $I_\sim$, которая протекает через резистор R_6.

Поэтому выходной ток $I_=$, пропорциональный измеряемому переменному напряжению $U_{x\sim}$, содержит очень малые пульсации. Входной конденсатор отделяет постоянную составляющую, которая может содержаться в измеряемом сигнале переменного тока. Это позволяет измерять малые переменные напряжения при наличии большой постоянной составляющей.

УРАВНОВЕШИВАЮЩИЕ ЦЕПИ

В цифровых приборах, измеряющих напряжение или ток, уравновешивающая цепь состоит из двух основных элементов — источника образцового напряжения и цифрового делителя (системы пас-

сивных элементов, регулирующих напряжение или ток на выходе схемы) [Л. 1—5].

Цифровой делитель напряжения содержит систему нерегулируемых сопротивлений и систему переключателей. Коэффициент передачи таких делителей может принимать только дискретные значения в интервале от 0 до 1. Некоторые схемы такого рода показаны на рис. 18,*а*, *б*.

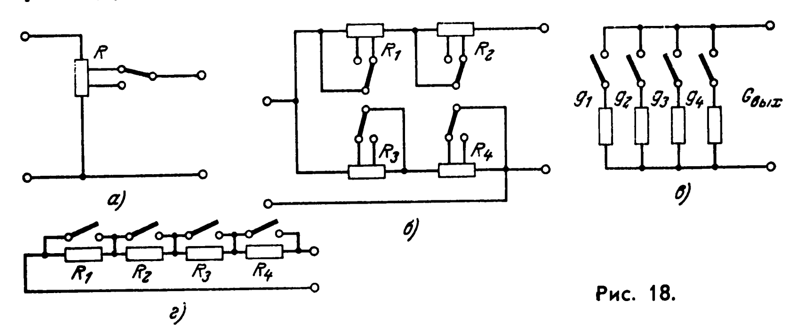


Рис. 18.

Коэффициент передачи делителя с дискретной шкалой определяется уравнением

$$K=\sum_{i=1}^{n} a_i x_i,$$

где x_i — числа, образующие десятичный код; a_i — весовые коэффициенты; i — 1, 2, ..., n; n — число разрядов. Иногда уравновешивающие цепи выполняются в виде многоразрядных магазинов проводимостей и магазинов сопротивлений.

Магазин проводимостей представляет собой двухполюсник, у которого

$$G_{\text{вых}}=kG_1,$$

где $G_{\text{вых}}$ — выходная проводимость; G_1 — единичная проводимость; k — коэффициент, зависящий от положения переключателей.

На рис. 18,*в* показан магазин проводимостей с двоичной шкалой.

Магазин сопротивлений описывается уравнением вида $R_{\text{вых}}=kR_1$. Схема двоичного магазина сопротивлений показана на рис. 18,*г*.

В качестве переключающих элементов в делителях и магазинах применяются контактные, а чаще бесконтактные ключи.

Вопросы анализа и синтеза схем цифровых делителей и возможности их эффективного использования подробно рассмотрены в работе [Л. 14].

НУЛЬ-ОРГАНЫ

Нуль-орган сравнивает измеряемую и компенсирующую величины и в момент их равенства выдает сигнал в управляющий цифровой автомат. Нуль-орган должен обладать высокой чувствительностью,

стабильностью порога срабатывания (низким температурным и временным дрейфом) и высоким входным сопротивлением.

Обобщенная структурная схема нуль-органа приведена на рис. 19,*а*. Нуль-орган состоит из элементов, выделяющих разность сравниваемых величин и усилителя с пороговым устройством на выходе.

Широкое применение получили регенеративные нуль-органы. При опеределенном входном сигнале значение коэффициента обратной связи доводится до критического и схема возбуждается. Схемы такого типа рассмотрены, например, в [Л. 5, 7, 15, 16]. Эти схемы наряду с целым рядом положительных качеств обладают одним серьезным недостатком — низким входным сопротивлением.

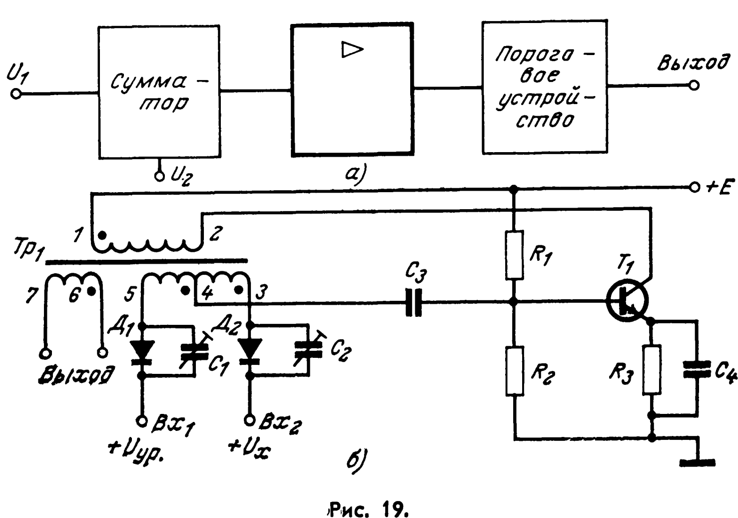


Рис. 19.

В [Л. 17] предложена схема диодно-регенеративного нуль-органа, имеющего высокое входное сопротивление — более 100 МОм. Нуль-орган (рис. 19,*б*) содержит суммирующую цепь с полупроводниковыми диодами $Д_1$ и $Д_2$. Они включены в цепь обратной связи генератора, выполненного на транзисторе T_1 и импульсном трансформаторе с обмотками положительной обратной связи *3—4* и отрицательной обратной связи *4—5*.

Для настройки на нулевой порог срабатывания параллельно диодам $Д_1$ и $Д_2$ подключены конденсаторы переменной емкости C_1 и C_2. Работа нуль-органа основана на явлении изменения емкости *p-n* перехода диода, включенного в обратном направлении по отношению к полярности сравниваемых напряжений.

Пока уравновешивающее напряжение, подаваемое на $Вх_1$, меньше измеряемого, подаваемого на $Вх_2$, емкость диода $Д_2$ в цепи отрицательной обратной связи больше емкости диода $Д_1$ в цепи положительной обратной связи. В результате напряжение отрицательной обратной связи больше и генерация отсутствует.

В момент равенства сравниваемых напряжений емкость диода $Д_1$ становится больше емкости диода $Д_2$. В результате увеличивается напряжение положительной обратной связи и возникают автоколебания.

Такая схема имеет высокое входное сопротивление (порядка 10^8 Ом), что позволяет создавать приборы для измерения в высокоомных цепях.

Для повышения чувствительности нуль-органов применяют усилители постоянного тока. УПТ с гальваническими связями обладают высоким быстродействием и большой нагрузочной способностью, но имеют сравнительно большой дрейф нуля.

Повышение стабильности УПТ с дифференциальным входом достигается подбором транзисторов с одинаковыми коэффициентами усиления и одинаковыми температурными характеристиками. Тщательно подобранные кремниевые транзисторы обеспечивают в дифференциальной схеме температурный дрейф 100 мкВ на 1 °С. Следует отметить, что даже в случае работы с хорошо подобранными транзисторами ничтожная разность температур их переходов (0,001 °С) может привести к смещению нуля усилителя на 20 мкВ.

Современные достижения микроэлектроники позволяют изготовлять дифференциальные УПТ в одном кристалле полупроводника, что обеспечивает их высокие характеристики и малые габариты. Такие усилители обладают неоспоримыми преимуществами перед аналогичными схемами на дискретных элементах.

Прежде всего идентичность параметров транзисторов достигается автоматически при изготовлении интегральной монолитной схемы. Кроме того, все элементы усилителя выполнены в одном кристалле, следовательно, работают в одинаковом температурном режиме, что не только снижает габариты усилителя, но и позволяет получать характеристики значительно лучше, чем у обычных УПТ на транзисторах.

Практическая схема нуль-органа на интегральных микросхемах, рассмотренная в [Л. 18], имеет дрейф нуля меньше 30 мкВ.

Учитывая специфику работы цифровых приборов, дрейф от саморазогрева транзисторов в УПТ с гальваническими связями можно существенно снизить, используя импульсную работу усилителя постоянного тока [Л. 19—20].

Упрощенная схема входного каскада нуль-органа изображена на рис. 20. Ключи $К_1$ и $К_2$ обеспечивают импульсную работу усилителя. При замкнутом ключе $К_1$ и разомкнутом $К_2$ на нуль-орган подается напряжение питания.

Величины дрейфа, входного сопротивления и коэффициента усиления такого каскада взаимосвязаны через эмиттерный ток, который в данном случае выбран равным 100 мкА.

Импульсный режим работы позволяет сократить в несколько раз дрейф нуля УПТ путем снижения средней мощности и времени нахождения транзисторов в усилительном режиме. Кроме того, такой режим работы повышает помехоустойчивость и снижает уровень низкочастотных составляющих шума, что позволяет расширить диапазон усиления в области слабых сигналов.

В исходном состоянии питание усилителя отключено и температура переходов транзисторов одинакова. На время модулирующего импульса на переходах транзисторов выделяется различная мощность в зависимости от разности входных сигналов и индивидуальных свойств транзисторов, что приводит к различному разогреву

переходов и возникновению дрейфа. После окончания модулирующего импульса транзисторы охлаждаются. При этом разность температур переходов и вызванный этой разностью дрейф уменьшаются с постоянной времени, обусловленной конкретными конструктивными и технологическими особенностями транзисторов. Установившееся значение дрейфа равно:

$$U_{\text{др}} = U_{\text{дро}} \frac{e^{T_{\text{и}}/\tau}}{e^{T_{\text{и}}/\tau}\, e^{T_{\text{п}}/\tau} - 1},$$

где τ — тепловая постоянная времени дифференциального усилителя; $T_{\text{и}}$ — длительность модулирующего импульса; $T_{\text{п}}$ — длительность паузы; $U_{\text{дро}}$ — дрейф усилителя в режиме непрерывного питания.

При $T_{\text{и}} \ll \tau$, $T_{\text{и}} \approx T_{\text{п}}$

$$U_{\text{др}} \approx U_{\text{дро}} \frac{T_{\text{п}}/\tau}{(1 + T_{\text{и}}/\tau)(1 + T_{\text{п}}/\tau) - 1} = U_{\text{дро}} \frac{1}{S + T_{\text{п}}/\tau},$$

где $S = T_{\text{п}} — T_{\text{и}}/T_{\text{и}}$ — скважность модулирующих импульсов.

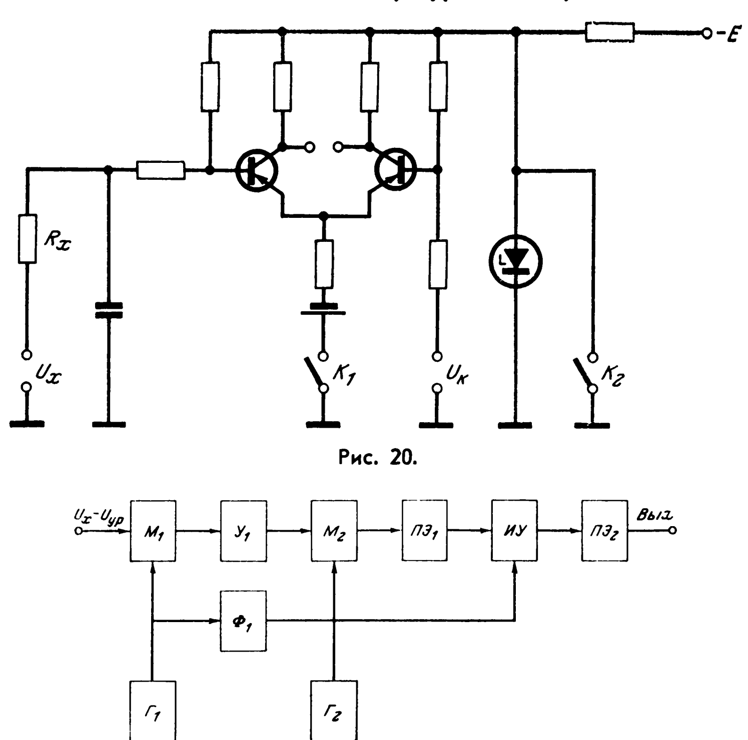


Рис. 20.

Рис. 21.

Следовательно, дрейф модулированного усилителя снижается в $(S+T_п/\tau)$ раз.

Создание цифровых приборов с высокой разрешающей способностью во многом зависит от помехоустойчивости нуль-органа.

Одним из путей решения этой задачи является использование специальных малошумящих элементов. Но это приводит к значительному увеличению стоимости прибора.

Второй путь — использование метода накопления, но при этом резко снижается быстродействие. Практически время одного измерения составляет несколько секунд.

Структурная схема нуль-органа, работающего по методу накопления [Л. 21, 22], показана на рис. 21.

Для повышения помехоустойчивости в схему нуль-органа введен модулятор $М_2$, управляемый от генератора высокой частоты $Г_2$ и включенный между усилителем $У$ и пороговым элементом $ПЭ_1$. Такой нуль-орган вместо усреднения сигналов модулятора $М_1$ в течение нескольких периодов управляющего генератора $Г_1$ производит усреднение импульсов, полученных в результате дополнительного модулирования импульсами высокой частоты сигнала с модулятора $М_1$. Диаграмма работы дана на рис. 22.

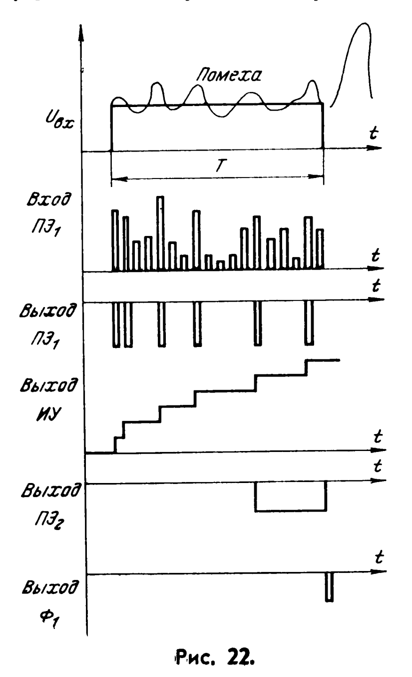


Рис. 22.

В общем случае сигнал на входе нуль-органа представляет собой сумму полезного сигнала ΔU_i (разность $U_x—U_{ур}$ измеряемого и уравновешивающего напряжений) и помехи:

$$X(t)=\Delta U_i+\varepsilon(t).$$

Этот сигнал модулируется модулятором $М_1$ с частотой f_1, равной 50 Гц, и усиливается усилителем переменного тока $У_1$. После амплитудно-импульсной модуляции сигнала $X(t)$ на выходе усилителя $У_1$ получается $n—1$ отсчетов мгновенных значений функции $X(t)$, где $n—1=t_м/f_1$; $t_м$ — время модуляции.

Функция $X(t)$ представляет собой сумму полезного сигнала ΔU_i и некоторой случайной помехи $\varepsilon(t)$. Если сигнал X_i подать на вход порогового элемента, порог срабатывания которого близок к величине полезного сигнала, то срабатывание последнего будет носить случайный характер; при этом абсолютная погрешность сравнения может достигать максимальной величины помехи. Для получения достоверной оценки значения полезного сигнала ΔU_i необходимо провести большое количество отсчетов, что в обычных нуль-органах приводит к увеличению времени сравнения.

В рассматриваемой схеме этот недостаток устранен тем, что сигнал $X_i(t)$ с выхода усилителя $У_1$ еще раз модулируется импульсами высокой частоты f_2. На входе порогового элемента $ПЭ_1$ вместо одного отсчета X_i получается n_2 отсчетов мгновенных значений сигнала X_i, где $n_2 = t_и f_2$, $t_и$ — длительность отсчета.

Полученные n_2 отсчеты поступают на вход порогового элемента $ПЭ_1$ в течение времени $t_и$. Если число срабатываний порогового элемента $ПЭ_1$ за время $t_и$ равно или больше $0{,}5n_2$, то полезный сигнал ΔU_i равен или больше порога срабатывания порогового элемента. Такой нуль-орган увеличивает отношение сигнал/шум в n_2 раз или уменьшает среднеквадратичную погрешность в $\sqrt{n_2}$ раз.

Частота модуляции f_2 выбирается исходя из требуемого соотношения сигнал/шум или необходимой среднеквадратичной погрешности.

Определение количества срабатываний порогового элемента $ПЭ_1$ за время $t_и$ осуществляется интегрирующим устройством (*ИУ*), основанным на преобразовании числа импульсов в напряжение. На выходе интегрирующего устройства включен пороговый элемент $ПЭ_2$, который срабатывает или нет в зависимости от выходного напряжения *ИУ*.

Построенный по такой схеме нуль-орган [Л. 21] обладал следующими характеристиками: порог чувствительности 3—5 мкВ; входное сопротивление 100 кОм; длительность одного сравнения 20 мс; частота вторичной модуляции 20 кГц.

УПРАВЛЯЮЩИЕ ЦИФРОВЫЕ АВТОМАТЫ

Управляющий цифровой автомат в общем случае представляет собой преобразователь, входными и выходными сигналами которого служат цифровые коды.

В приборах развертывающего и следящего уравновешивания цифровые автоматы выполняются в виде счетчиков импульсов, причем в следящем приборе счетчик должен быть реверсивным, а в развертывающем он принудительно устанавливается в начальное положение.

Управляющий цифровой автомат для приборов поразрядного уравновешивания можно назвать развертывающим регистром [Л. 23]. Бесконтактный резвертывающий регистр показан на рис. 23. Схема содержит распределитель *RG*, регистр T_1—T_3 и схемы совпадения $И_1$ и $И_2$. Триггеры регистра управляют работой ключей K_1 и K_2 (ключи уравновешивающей цепи). Каждый триггер регистра T_1—T_3 имеет по два входа. По входу *S* триггеры по очереди устанавливаются в состояние 1 импульсами распределителя. На вход *R* поступает импульс сброса для тех разрядов, в которых должен быть записан 0.

В случае использования в регистре запоминающих ячеек с одним входом схема несколько видоизменяется. В этом случае импульсы установки в состояние «1» и сброса в состояние «0» должны иметь противоположную полярность, что осуществляется дифференцированием прямоугольных импульсов, выдаваемых регистром.

Рассмотренная схема управляющего цифрового автомата содержит в каждом разряде две запоминающие ячейки (в распределителе и в регистре). Такой цифровой автомат при n разрядах имеет 2^{2n}

устойчивых состояний; одноразрядная ячейка имеет четыре состояния.

Как показано в [Л. 23], можно построить экономичные схемы развертывающих регистров, в которых одноразрядные запоминающие ячейки будут иметь не более двух устойчивых состояний. При этом они требуют минимальное количество усилительных элементов, а все остальные элементы схемы могут быть выполнены средствами пленочной микроэлектроники.

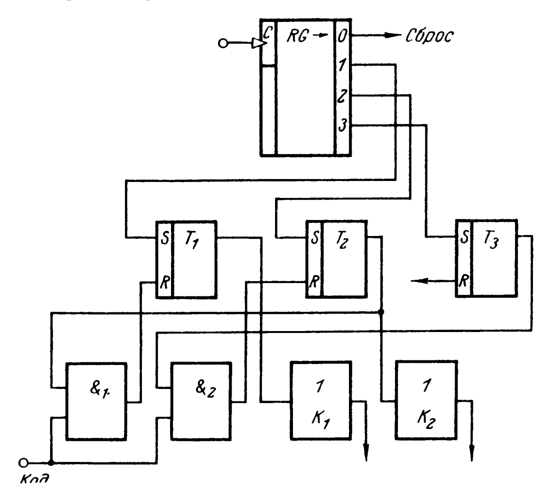


Рис. 23.

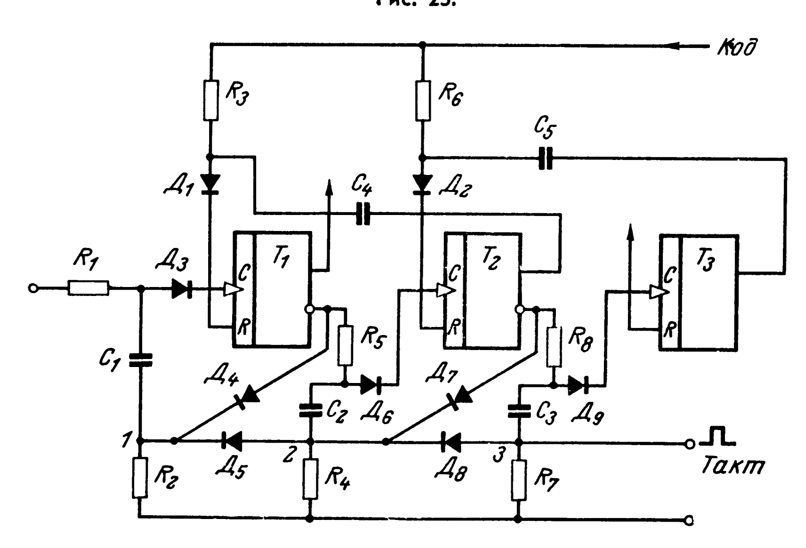


Рис. 24.

В качестве примера рассмотрим схему транзисторного развертывающего регистра с минимальным числом транзисторов [Л. 23, 24]. Схема рис. 24 содержит регистр на триггерах T_1—T_3 и емкостные клапаны, включающие диоды $Д_1$ и $Д_2$ и предназначенные для передачи кодовых импульсов. Роль распределителя тактовых импульсов выполняет пассивная диодно-емкостная цепь, работающая совместно с триггерами регистра. В состав этой цепи входит набор импульсных емкостных клапанов, связывающих вход каждого триггера с выходом предыдущего. Через конденсаторы C_1—C_3 на входы триггеров поступают тактовые импульсы. Диодно-резисторные ячейки $Д_4$, $Д_5$, $Д_7$, $Д_8$, $Д_9$ не позволяют тактовому импульсу распространяться левее самого правого из возбужденных триггеров.

Выходные сигналы триггеров поступают в цепь коммутации тактовых импульсов и в цепь коммутации кодовых импульсов, но снимаются они с одного выхода триггера, поэтому в схеме можно использовать как симметричные, так и несимметричные триггеры.

Первый тактовый импульс положительной полярности через диоды поступает на входы всех емкостных клапанов. При этом возбуждается только первый триггер, поскольку емкостные клапаны на входах всех остальных триггеров находятся в состоянии «запрет». На резистор R_1 подается постоянный резрешающий потенциал.

Второй тактовый импульс поступит на все емкостные клапаны, кроме первого, так как с выхода первого триггера через диод $Д_4$ поступает положительный потенциал, третий тактовый импульс дойдет только до точки *3*, поскольку его движению будет препятствовать положительный потенциал в точке *2*, и т. д.

Кодовые импульсы подаются на входы R триггеров. Триггер сбрасывается в момент возбуждения следующего триггера в том случае, если в данном такте на кодовую шину поступил положительный подготавливающий импульс.

ЦИФРОВЫЕ ОТСЧЕТНЫЕ УСТРОЙСТВА

Самыми распространенными приборами для индикации результатов измерения являются газонаполненные индикаторные лампы (ИН-8, ИН-12 и др.). Эти индикаторы описаны достаточно подробно в литературе, потому здесь они не рассматриваются. Экономические схемы управления газонаполненными индикаторными лампами также описаны (например, [Л. 28]).

Значительное распространение получили люминесцентные индикаторные табло. Однако из-за высоких питающих напряжений эти элементы в малогабаритных измерительных приборах не нашли применения и в основном используются на щитах, в электронных вычислительных машинах и стационарной измерительной аппаратуре.

Рассмотрим некоторые индикаторные устройства, являющиеся более перспективными с точки зрения надежности, габаритов и хорошей стыковки с микроэлектронными элементами управления индикаторами.

Индикаторы на световых диодах. Наиболее простой реализацией является семиэлементный индикатор (рис. 25). В некоторых индикаторах элементы могут набираться из отдельных линейных излучающих светодиодов (СИД), размещенных на подложке с общим

диодом. Каждая цифра изготовляется в виде отдельного модуля [Л. 26].

При использовании модулей автономно схема управления индикацией содержит дешифратор-формирователь, схему запоминания и десятичный счетчик (рис. 26). Однако в цифровых приборах, как правило, используется несколько знаковых модулей. В этом случае рационально объединить схемы управления индикаторами. Управление может осуществляться путем стробирования при поочередном возбуждении анодов и параллельном возбуждении катодов. На рис. 27 показана одна из возможных схем управления группой знаковых индикаторов.

Здесь все СИД-элементы A во всех разрядах имеют общий катодный формирователь T_7, все СИД-элементы B общий катодный

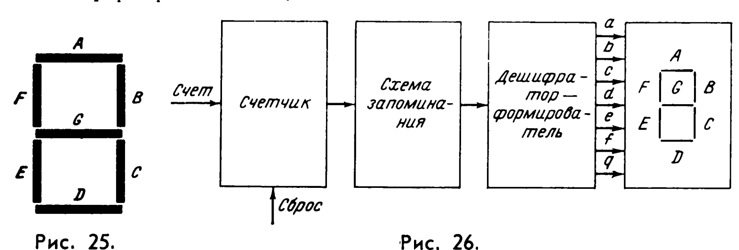


Рис. 25.

Рис. 26.

Рис. 27.

формирователь T_6 и т. д. Анодный формирователь является общим для всех СИД-элементов данного модуля (одного разряда).

Формирователи должны пропускать большие пиковые токи. В случае n-разрядного табло величина пикового тока должна быть примерно в n раз больше величины постоянного тока, необходимого для нормального освещения СИД-элементов. Однако без заметного снижения яркости свечения в табло можно применить 6—8 знаков.

Пусть, например, нам необходимо изобразить на цифровом табло число 842. Индикация будет осуществляться следующим образом. На катоды всех СИД-элементов табло поступит сигнал возбуждения цифры 8, т. е. элементов *A*, *B*, *C*, *D*, *E*. В это же время на анод первого старшего разряда поступит сигнал возбуждения — высвечивается цифра 8 в старшем разряде. В следующий момент подключа-

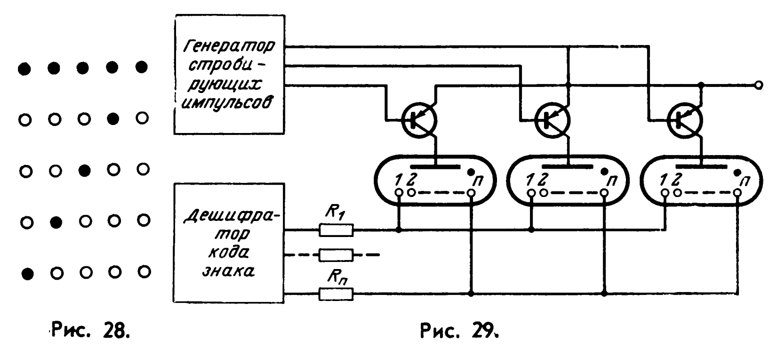


Рис. 28. Рис. 29.

ется второй анодный формирователь, а на катоды табло подаются сигналы для возбуждения СИД-элементов *F*, *B*, *G*, *C*, третьим тактом в следующем разряде высвечиваются СИД-элементы *A*, *B*, *D*, *E* и *G*. Таким образом может осуществляться индикация и большего числа разрядов.

Чтобы обеспечить индикацию изображаемого числа без мельканий, каждый знак числа должен высвечиваться примерно 50 раз в секунду. В общем случае для n-разрядного табло частота стробирования должна быть $50n$.

Матричные индикаторы на газоразрядных лампах. Известен ряд вариантов матричных индикаторов. Рассмотрим наиболее простые из них. На рис 28 показан газоразрядный индикатор с точечным матричным растром, который позволяет воспроизводить все буквенно-цифровые знаки. Каждый знак образуется с помощью матрицы 5×7. Светящиеся точки расположены в одной плоскости, что позволяет наблюдать изображение при больших отклонениях от оптической оси.

Матричные индикаторы имеют небольшие размеры и плоскую форму. 35-точечный газоразрядный модуль формы Mullard имеет высоту около 13 мм, ширину 12 мм без учета выступающих выводов и толщину около 5 мм. Размеры воспроизводимого индикатором знака 9,75×6,75 мм [Л. 27]. Модуль заполняется смесью неона с аргоном под давлением ниже атмосферного и герметизируется. Выбор нужного знака в матричном модуле осуществляется соответствующим выбором комбинации катодов. Напряжение зажигания

для 35-точечной матрицы составляет примерно 200 В при разбросе в пределах ±15 В. Напряжение горения 130 В при токе 150 мкА.

Схема управления индикаторами может иметь вид, показанный на рис. 29. В момент зажигания катодов перепад напряжения достигает 100 В.

Если в схеме дешифрации и управления использовать МОП-транзисторы, то можно обойтись без резисторов. Эти транзисторы могут служить регуляторами катодного тока.

Расшифрованное десятичное число подается одновременно на катоды всех индикаторов табло. Стробирование обеспечивает синхронную работу схемы. Подача импульса анодного питания строго синхронизирована с моментом возбуждения катодов в соответствующем разряде.

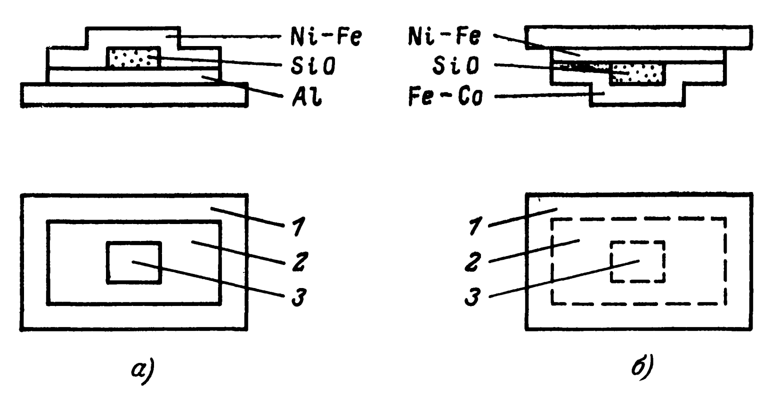


Рис. 30.

Магнитооптические тонкопленочные индикаторы. В последнее время проводятся работы по созданию магнитооптических индикаторных элементов на тонких магнитных пленках. Здесь описывается индикаторный элемент, действие которого основано на использовании магнитооптического эффекта Керра (зависимости отражающей способности магнитной пленки от намагниченности).

На рис. 30,*а, б* показаны два типа индикаторных элементов. *1* — стеклянная подложка; *2* — магнитная пленка с большой коэрцитивной силой; *3* — магнитная пленка с малой коэрцитивной силой. У индикатора (рис. 30,*б*) свечение наблюдается через стеклянную подложку.

Для воспроизведения десятичных цифр пленка SiO напыляется в форме семи прямоугольников (рис. 25). Размеры цифр 3,6×1,0 мм. Импульсы тока для возбуждения соответствующих элементов индикатора подаются через проводящие пленочные электроды.

Возбужденный элемент наблюдается в виде темного пятна на светлом фоне. Контрастность изображения 1 : 3.

Магнитная пленка с малой коэрцитивной силой перемагничивается импульсами тока 300 мА и длительностью 1 мкс. Изображение наблюдается при освещении индикатора ртутной лампой. Информация стирается импульсом тока обратной полярности.

Индикаторы типа Ф207. Серия индикаторов типа Ф207 выполнена на интегральных микросхемах и газоразрядных индикаторных лампах. Они имеют большую функциональную гибкость и хорошие эксплуатационные характеристики (высокую надежность, малые габариты и массу) [Л. 25].

Конструктивно индикаторы типа Ф207 представляют собой функционально законченные блоки (рис. 31). Они позволяют комплектовать многоразрядные счетчики импульсов с памятью и индикацией, регистры памяти и узлы индикации. Внешние соединения индикаторов осуществляются с помощью разъемов. В качестве базовых эле-

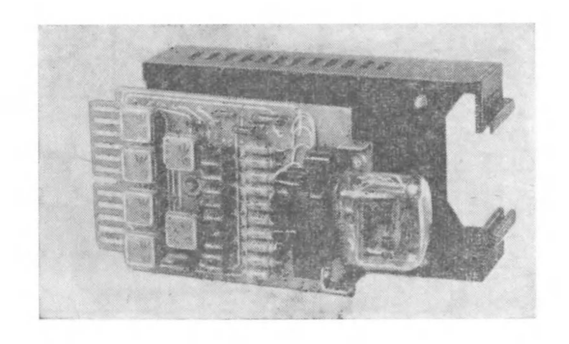


Рис. 31.

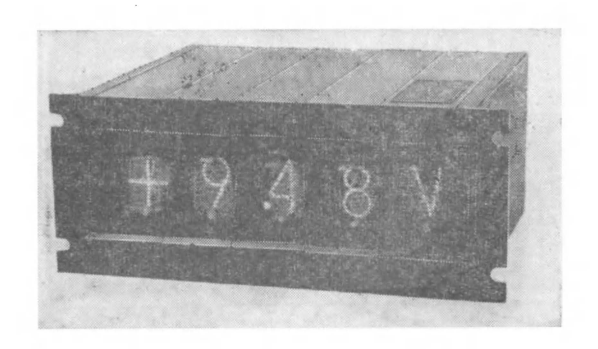


Рис. 32.

ментов использованы потенциальные интегральные микросхемы 2ТК171 (универсальный триггер), 2ТР171 (триггер с раздельным входом), 2НТ171 (транзисторная сборка), 2ЛП173 (диодная сборка) [Л. 29]. Внешний вид скомплектованного пятиразрядного индикатора показан на **рис. 32**.

В зависимости от схемного решения индикаторы Ф207 разбиты на четыре группы:

1) универсальный индикатор (УИ) — Ф207А;

2) индикатор с непосредственным управлением — Ф207Б;

3) двоично-десятичный регистр памяти (РП) — Ф207В;

4) индикатор со сквозным управлением (ЦИ) — Ф207Г.

Универсальный индикатор Ф207А (рис. 33) может работать в следующих режимах:

режиме последовательного ввода информации (счет импульсов с частотой до 2 мГц, хранение и индикация подсчитанного числа импульсов, выдача результата на внешние устройства в двоично-десятичном коде 8-4-2-1);

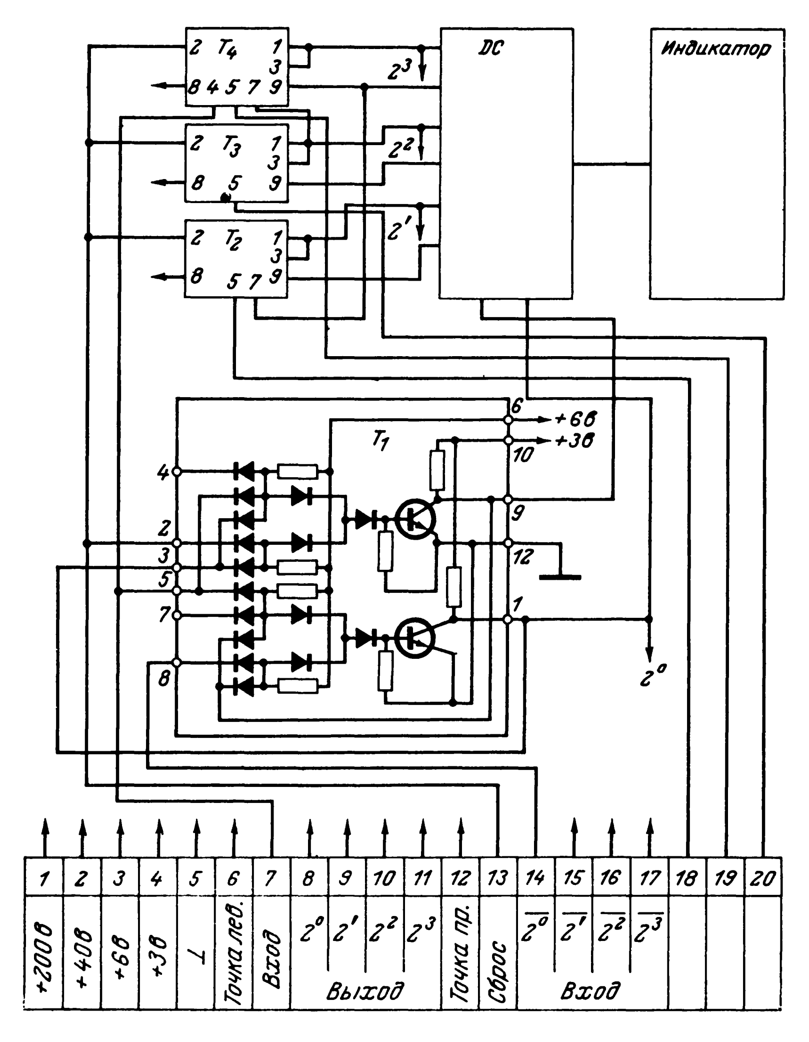


Рис. 33.

режиме параллельного ввода информации (ввод информации в параллельном инвертированном коде 8-4-2-1, хранение и индикация введенного числа, выдача результата в коде 8-4-2-1);

в режиме сброса по внешнему сигналу.

Во втором режиме используются двоично-десятичный регистр памяти, дешифратор и индикаторная лампа. Для получения этого режима на разъеме следует сделать соответствующие переключения. Универсальные триггеры 2ТК171А(Б) позволяют реализовать как

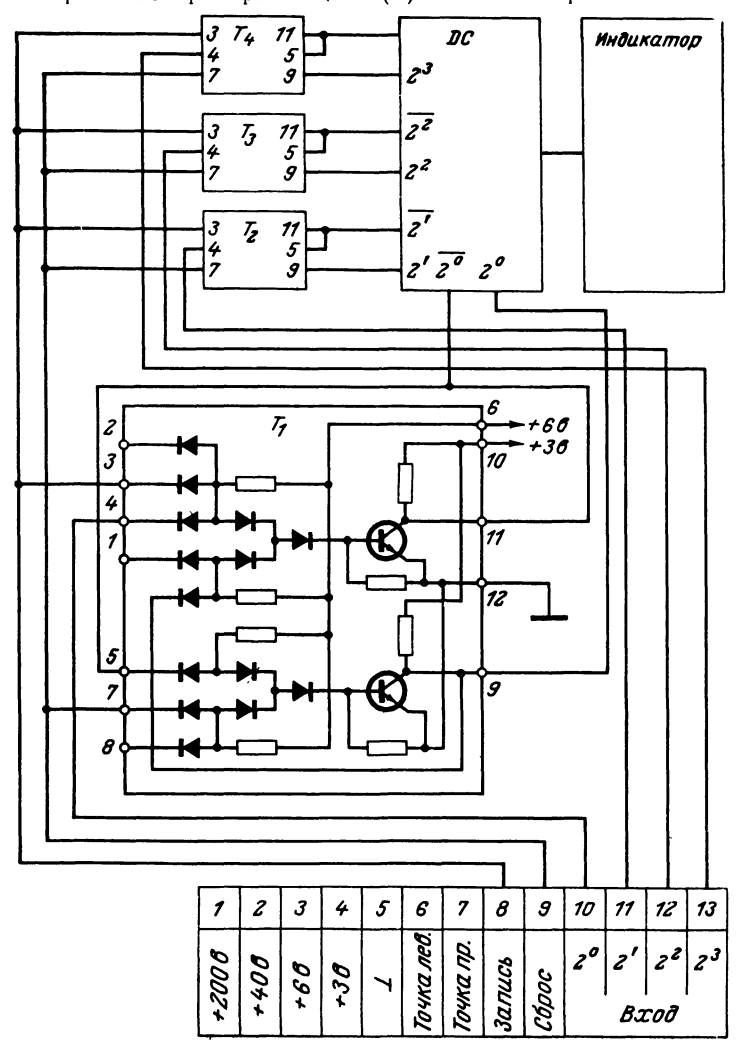


Рис. 34.

счетчик, так и узел памяти с параллельной записью информации на одних и тех же элементах. Особенностью микросхемы 2ТК171А(Б) является то, что число записывается подачей 0 на вход *8*, причем счетный вход *5* подключен к шине «земля». Поэтому для записи необходим инвертированный двоично-десятичный код 8-4-2-1.

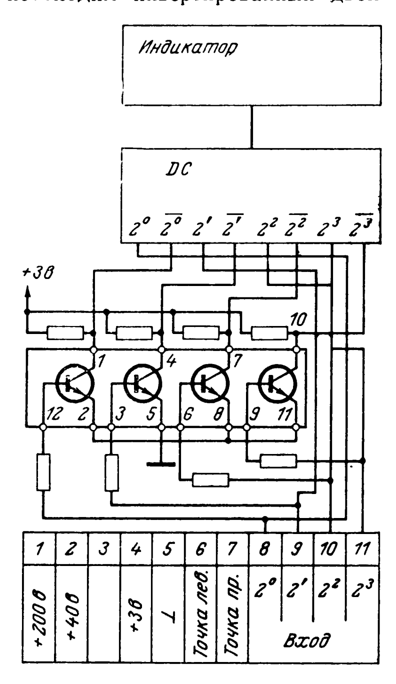


Рис. 35.

В третьем режиме сброс УИ в нулевое состояние осуществляется подачей 0 на шину «сброс» или на вход *2* триггера 2ТК171.

Двоично-десятичный регистр памяти (Ф207В) (рис. 34) предназначен для хранения, выдачи в коде 8-4-2-1 и индикации полученной информации. Он может работать в двух режимах:

запись информации по команде;

стирание информации по команде.

Регистр памяти состоит из узла памяти (УП), дешифратора (DC) и индикатора. Узел памяти содержит четыре триггера с раздельными входами 2ТР171А(Б). Запись информации на триггере осуществляется положительными импульсами по входам *2*, *3*, *4* (установка 1) и *7*, *8* (установка 0). Сброс производится отрицательным перепадом на входе *1*. Максимальная частота записи 3 мГц. Стирание информации осуществляется подачей 1 на шину сброса. Одновременная подача команд «Сброс» и «Запись» запрещена, так как нарушается работа триггеров. Цифровой индикатор со сквозным управлением Ф207Г (рис. 35) предназначен для индикации, представленной в потенциальном двоично-десятичном коде 8-4-2-1, и состоит из узла инверторов, DC и индикатора Узел инверторов необходим для работы DC и реализуется на одной интегральной микросхеме 2НТ171. Индикатор с непосредственным управлением Ф207Б (рис. 35) для каждого символа индикаторной лампы имеет высоковольтный ключ.

Для повышения долговечности и снижения потребляемой мощности анодное питание во всех рассмотренных разновидностях можно сделать импульсным. Мощность, потребляемая индикатором, снизится при этом до 0,3—0,4 Вт.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Питание цифровых авометров может осуществляться как от сети 220 В, 50 Гц, так и от встроенных в прибор низковольтных источников постоянного тока. Возможно и комбинированное питание.

При питании цепей авометра от низковольтных источников необходим преобразователь напряжения. Как правило, это преобразователь на транзисторах или на туннельных диодах. Он повышает напряжение от 2—30 В до нескольких сотен и тысяч вольт.

Одной из основных частей транзисторного преобразователя является генератор с самовозбуждением, преобразующий напряжение первичного источника питания в переменное напряжение. Создаваемое генератором переменное напряжение выпрямляется диодами, а пульсации сглаживаются фильтром. На частотах свыше 1 кГц в качестве сглаживающих желательно применять бумажные или металлобумажные конденсаторы.

При напряжениях первичного источника до 10 В коэффициент полезного действия таких преобразователей составляет 0,6—0,7, а при напряжениях до 30 В — 0,75—0,9.

Если цепи прибора потребляют незначительную мощность, можно выбрать схему с однотактным генератором. Такой преобразователь может быть построен как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общим коллектором. При низких напряжениях первичного источника питания (до 6 В) целесообразно строить схемы с общим коллектором; при более высоких — с общим эмиттером.

На рис. 36 показан преобразователь с однотактным генератором по схеме с общим коллектором. Транзистор периодически меняет

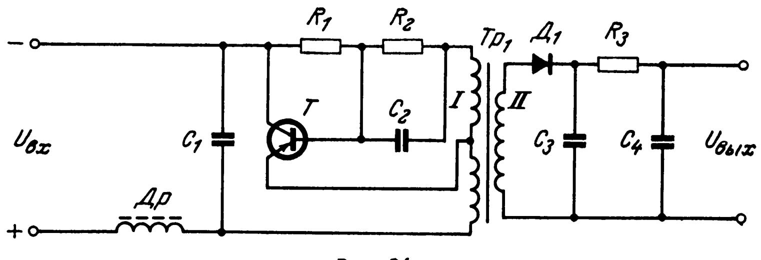


Рис. 36.

состояние («отперт» на «заперт»). При этом в обмотке *II* наводится э. д. с. при переходе транзистора в любое состояние. Переменное напряжение на обмотке *II* выпрямляется диодом $Д_1$. Конденсатор C_3 снижает выбросы напряжений на обмотках в момент перехода транзистора в состояние «заперт». С точки зрения энергетических соотношений лучше использовать период, когда транзистор переходит в состояние «отперт». Лучший к. п. д. будет в том случае, если в состоянии «отперт» транзистор будет находиться несколько больше половины периода.

Для приборов со значительным потреблением преобразователи постоянного напряжения целесообразно строить на базе двухтактных генераторов с самовозбуждением (рис. 37). В каждый момент времени один транзистор находится в состоянии «отперт». Трансформатор является суммирующим элементом. В обмотке *II* наводится переменная э. д. с. Полученное переменное напряжение выпрямляется однофазной мостовой схемой и сглаживается П-образным фильтром. Во входной цепи также поставлен фильтр для исключения пульсаций входного напряжения. Для предотвращения выхода из

строя из-за неправильного подключения первичных источников постоянного тока во входной цепи преобразователя поставлен диод $Д_1$.

Для стабилизации выходных напряжений обычно используются полупроводниковые стабилитроны. Характеристики некоторых из них приведены в табл. 8.

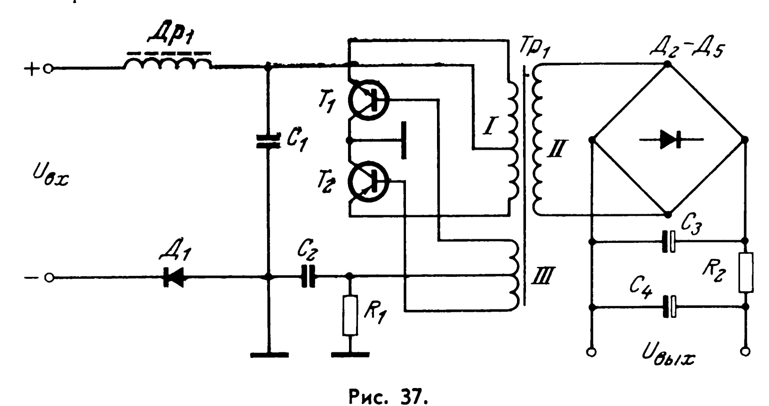


Рис. 37.

При необходимости получить стабилизированное напряжение меньше, чем указано в таблице, можно включить диоды в прямом направлении. Исходя из расчета 0,7—0,8 В на один диод, соединяют

Таблица 8

Тип прибоора	$U_{ст}$, В	$R_д$, Ом	$I_{ст}$, мА	$I_{ст.макс}$ при 25 °С, мА	$I_{ст.мин}$, мА
КС133А	3—3,7	65	10	80	3
КС147А	4,1—5,2	56	10	58	3
КС168А	6,1—7,5	28	10	45	3
Д808	7—8,5	6	5	33	1
Д813	11—13	18	5	20	1
Д816В	28—38	15	50	150	10
Д817Б	58—78	60	50	75	5
Д818Г	8	18	10	33	3

необходимое количество диодов последовательно. Величина тока через диод при этом должна быть в пределах 5—20 мА.

Полупроводниковые стабилизаторы работают эффективно тогда, когда ток нагрузки $I_н$ меньше тока, протекающего через стабилизирующий диод. Но для обеспечения хорошей стабильности напряжения на нагрузке и снижения динамического сопротивления диодов этот ток должен быть для диодов Д808—Д813 и Д814А—Д814Д не менее 4—5 мА, для диодов Д817—10—17 мА, для диодов Д816—20—30 мА.

На рис. 38 показана отдельно схема стабилизатора с полупроводниковым опорным диодом.

На рис. 39, 40 показаны два компенсационных стабилизатора: параллельный и последовательный.

На рис. 39 стабилитрон *Д* является опорным элементом, а транзистор *Т* — сравнивающим и регулирующим элементом. В общем случае (рис. 40) в качестве опорного элемента можно использовать электрохимические элементы, аккумуляторы и т. п.

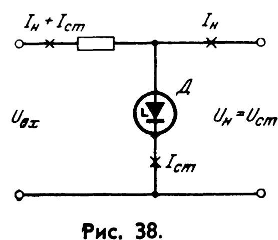


Рис. 38.

В схеме рис. 39 напряжение $U_{вх}$ подается через балластное сопротивление $R_б$. Выходное напряжение $U_н$ сравнивается с опорным $U_о$. Разность напряжений прикладывается к переходу эмиттер — база $U_{э.б}$. Увеличение $U_{вх}$ или снижение нагрузки приведет к повышению напряжения $U_н$. В этом случае напряжение $U_{э.б}$ увеличится и транзистор *Т* приоткроется. Эмиттерный ток через транзистор увеличится; увеличится падение напряжения на $R_б$. а напряжение на выходе уменьшится.

В схеме рис. 40 напряжение $U_н$ определяется как разность между опорным и напряжением на переходе эмиттер — база $U_{э.б}$:

$$U_н = U_о - U_{э.б} \approx U_о.$$

Другими словами, напряжение на выходе стабилизатора почти равно опорному напряжению.

Стабилизатор по схеме рис. 40 работает следующим образом. При возрастании $U_н$ уменьшается напряжение $U_{э.б}$ и транзистор запирается. При этом увеличивается напряжение на переходе коллектор — эмиттер, а напряжение на выходе уменьшается до номинального.

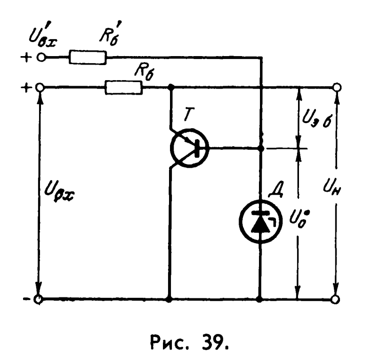


Рис. 39.

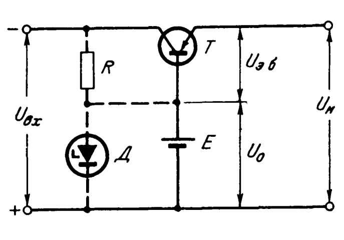


Рис. 40.

При уменьшении $U_н$ все происходит наоборот. Но в любом случае на переходе эмиттер — коллектор падает напряжение

$$U_Т = U_{вх} - U_н.$$

Во избежание пробоя транзистора напряжение $U_Т$ не должно превышать допустимого для данного типа транзистора:

$$U_{Т.макс} \leqslant U_{э\ к.макс}.$$

Однако для обеспечения нормальной работы стабилизатора $U_Т$ не должно также быть меньше напряжения насыщения $U_{э\ к.мин}$.

Таким образом, в стабилизаторе данного типа должно выполняться условие

$$U_{\text{к.э.мин}} \leqslant U_{\text{Т}} \leqslant U_{\text{э.к.макс}}.$$

Более подробные сведения по расчету стабилизаторов, а также по расчету трансформаторов, выпрямителей и фильтров читатель может найти в [Л. 30].

ПРОМЫШЛЕННЫЕ И ОПЫТНЫЕ ОБРАЗЦЫ АВОМЕТРОВ

АВОМЕТР С РУЧНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ

Принцип действия прибора с ручным уравновешиванием показан на рис. 41. Входной переключатель с резисторами R_1—R_6 служит для расширения пределов измерения прибора. В качестве нуль-органа использован стрелочный микроамперметр с нулем посредине шкалы (50—0—50).

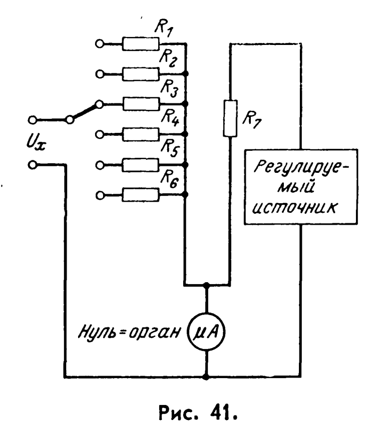


Рис. 41.

Регулируемый источник уравновешивающего напряжения через резистор R_7 соединен с нуль-органом. Неизвестное напряжение U_x, приложенное к нуль-органу через один из резисторов R_1—R_6, создает ток, который отклоняет стрелку микроамперметра. Уравовешивающий источник создает ток противоположной полярности.

Схема простого цифрового вольтметра, построенного по такому принципу, показана на рис. 42 [Л. 31]. В качестве нуль-органа применен микроамперметр с усилителем. Уравновешивающее напряжение регулируется многооборотным потенциометром R_8. Потенциометр имеет циферблат, который индицирует положение движка в цифрах.

Схема содержит переключатель пределов измерения B_1 с резисторами R_1—R_6, источник опорного (базисного) напряжения (батарея E), многооборотный потенциометр R_8, усилитель переменного тока (T_2—T_3) с модулятором (T_1) на входе и демодулятором на выходе (T_4).

Измеряемое напряжение U_x поступает на один из резисторов R_1—R_6. Уравновешивающее напряжение снимается с калиброванного потенциометра R_8. Сигнал разбаланса поступает на эмиттер транзистора T_1 (вход модулятора).

База транзистора T_1 подключена к обмотке трансформатора $Тр_1$. Во время положительной полуволны напряжения на базе транзистор T_1 открыт и потенциал его эмиттера равен потенциалу коллектора, т. е. нулю. Во время отрицательной полуволны этот транзистор закрыт и разность напряжений $\Delta U = U_x - U_{\text{оп}}$ через конденсатор C_1 поступает на вход усилителя (база T_2). В результате на

4—986

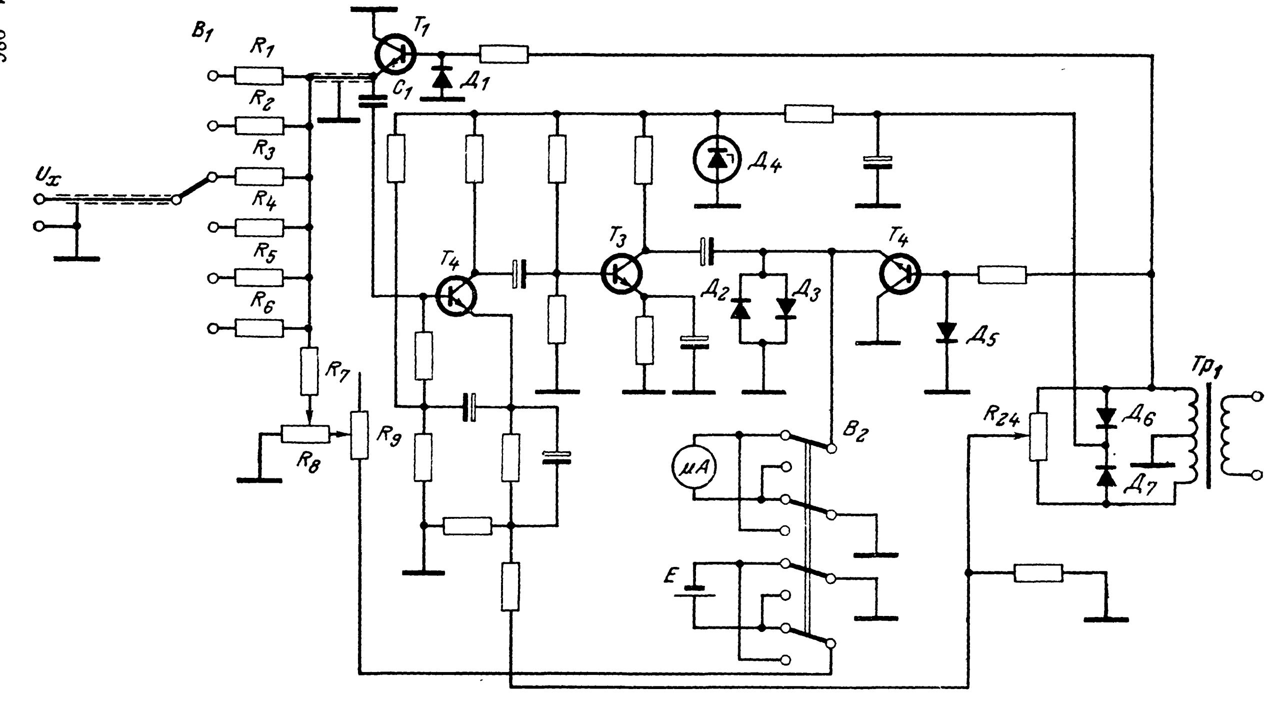

B1
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
Ux
T1
C1
Д1
Д4
T4
T3
Д2
Д3
T4
Д5
Тр1
R24
Д6
Д7
B2
μA
E

Рис. 42.

входе усилителя действует пульсирующее напряжение. Это напряжение усиливается усилителем T_2—T_3 и поступает на эмиттер транзистора T_4 (демодулятор). Транзистор T_4 работает как синхронный детектор. Средний ток через микроамперметр пропорционален напряжению разбаланса ΔU.

Если выходной сигнал усилителя находится в фазе с напряжением на базе транзистора T_4, то средний ток имеет одну полярность, если же напряжение на базе транзистора T_4 в противофазе с выходным сигналом, то полярность другая.

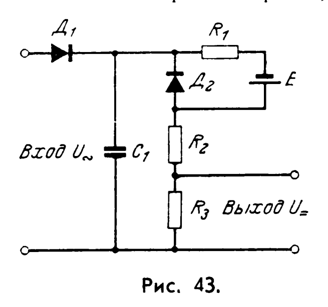


Рис. 43.

Германиевые диоды $Д_2$, $Д_3$ ограничивают максимальный ток через микроамперметр при разбалансе и предохраняют его от перегрузки.

Вращением ручки потенциометра R_8 оператор устанавливает стрелку микроамперметра на нуль. В этот момент показания отсчетного устройства, механически связанного с потенциометром R_8, соответствуют величине измеряемого напряжения. При изменении полярности измеряемого напряжения переключают зажимы батареи E.

Стабилитрон $Д_4$ предназначен не столько для стабилизации напряжения питания, сколько для сглаживания пульсаций и может быть заменен конденсатором емкостью 2000 мкФ. Десятиоборотный потенциометр R_8 может иметь допуск на сопротивление ±5%. Это учитывается при калибровке прибора. Важна линейность потенциометра.

После сборки прибора производится его калибровка. При закороченных входных клеммах и в положении потенциометра R_8 «000» с помощью потенциометра R_{24} необходимо установить стрелку микроамперметра на нуль. Напряжение, снимаемое с движка R_{24}, компенсирует остаточное напряжение транзистора T_1 и тем самым сводит сигнал на входе усилителя к нулю. Затем с помощью образцового прибора, включаемого на вход, устанавливают напряжение U_x, равное конечному значению самого малого диапазона (10 мВ), устанавливают потенциометр R_8 в положение, соответствующее показанию ОУ 10,0, и потенциометром R_9 выводят стрелку микроамперметра на нуль. Если в схеме применены точные резисторы R_1—R_6, то на этом калибровка заканчивается. В противном случае последовательно с резисторами R_1—R_6 включают небольшие подстроечные резисторы и подгоняют их так, чтобы отношение номиналов соседних резисторов $R_2 : R_1$; $R_3 : R_2$ и т. д. равнялось 10.

Для расширения возможностей прибора можно на его вход включить приставку для измерения напряжения переменного тока (рис. 43). Эта схема содержит выпрямительный диод $Д_1$ и конденсатор фильтра C_1. Другой диод $Д_2$, батарея E с напряжением 1,5 В и резистор R_1 используются для компенсации небольшого прямого падения напряжения на диоде $Д_1$. Так как выпрямленное напряжение на конденсаторе C_1 пропорционально амплитудному значению измеряемого напряжения $U_\sim$, то при синусоидальном напряжении можно получить показания цифрового вольтметра в эффективных значениях, для чего необходимо поделить выпрямленное напряжение на 1,414, что и выполняется делителем R_2R_3.

АВОМЕТРЫ С РАЗВЕРТЫВАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Сравнительно простые и дешевые конструкции автоматических авометров можно разработать, использовав развертывающий метод преобразования. Рассмотрим принцип действия такого прибора по блок-схеме рис. 44.

Прибор содержит следующие основные узлы: входное устройство (ВУ); калибровочное устройство (КУ); нуль-орган (НО); источник ступенчато-изменяющегося напряжения (ИСИН), состоящий из стабилизированного источника тока, интегратора и выключателя B_1; регулируемый генератор импульсов (РГИ); схему управления (СУ); счетчик импульсов (Сч); устройство цифровой индикации (УИ) и ключ (Кл).

Входное устройство преобразует измеряемые величины в напряжение U_x. Это напряжение подается на один из входов нуль-органа. Нуль-орган может быть построен, например, по диодно-регенеративной схеме. На второй вход нуль-органа подается напряжение с генератора ступенчато-изменяющегося напряжения.

С выхода нуль-органа управляющий сигнал подается на ключ. В зависимости от его поступления ключ пропускает или не пропускает импульсы с генератора РГИ на счетчик Сч.

Рис. 44.

Сигнал на выходе нуль-органа появится в тот момент, когда уравновешивающее напряжение ИСИН превысит U_x на величину ΔU_0. Путем подстройки схемы ΔU_0 можно свести практически к нулю. Поэтому влияние зоны нечувствительности мы в дальнейшем учитывать не будем.

Счетчик может быть выполнен по обычной схеме триггерного декадного счетчика. Состояние триггеров может определяться, например, диодным дешифратором. К дешифратору подключают цифровые индикаторные лампы или цифровые табло.

Схема управления СУ обеспечивает подготовку всех узлов к новому измерению и выдает тактовые импульсы.

Устройство калибровки КУ позволяет контролировать правильность показаний прибора и периодически производить его калибровку.

В положении переключателя «Калибровка» на вход нуль-органа подается известное напряжение $U_э$ от эталонного источника напряжения. Изменением частоты или скважности выходных импульсов РГИ добиваются того, что на индикаторе прибора формируется значение эталонного напряжения. На этом калибровка заканчивается.

В качестве интегрирующего элемента ИСИН можно использовать конденсатор, заряжая его импульсами от стабилизированного источника тока через выключатель B_1. Так формируется ступенчато-изменяющееся напряжение на выходе ИСИН.

За каждый интервал времени Δt, в течение которого конденсатор подключен к источнику тока, приращение напряжения на кон-

денсаторе составляет:

$$\Delta U_C = \frac{iT/\tau}{Cf},$$

где i — зарядный ток конденсатора; f — частота следования импульсов с выхода РГИ; T/τ — скважность импульсов РГИ; C — емкость интегрирующего конденсатора.

Скважность импульсов определяется следующей формулой:

$$T/\tau = \Delta t/T.$$

Пренебрегая токами утечки выключателя интегрирующего конденсатора C, можем считать, что за равные промежутки времени Δt напряжение на конденсаторе C будет изменяться (в рассматриваемом случае увеличиваться) на одинаковые величины:

$$\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2} = \ldots = \Delta U_{Cn} = \frac{iT/\tau}{Cf}.$$

Таким образом, после n подключений конденсатора к источнику тока напряжение на конденсаторе

$$U_C = \sum_{i=1}^{n} \Delta U_{Ci} = n\,\frac{i\Delta t}{C}.$$

Приняв $i\Delta t/C = 1$, будем иметь

$$U_C = n,$$

т. е. компенсирующее напряжение ИСИН пропорционально числу подключений интегрирующего конденсатора C к стабилизированному источнику тока.

Так как погрешность квантования Δ может быть доведена до значения

$$0 \leqslant \Delta \leqslant \Delta U_C,$$

то можно считать, что

$$U_x = n.$$

Учитывая коэффициент преобразования входного устройства, можно записать для измеряемой величины

$$A_x = kU_x = kn.$$

Обеспечив соответствующей настройкой прибора равенство $k = 1$, будем иметь

$$A_x = n.$$

Для многопредельного прибора

$$A_x = 10^m n,$$

где m — целое число, определяемое пределом измерения.

Время, за которое напряжение на конденсаторе C возрастет до максимального значения $U_{C\,макс}$, определяется уравнением

$$T_{C\,макс}=n_{макс}T=(10^m-1)T,$$

где m — число десятичных разрядов индикаторного устройства.

На рис. 45 показана электрическая схема основных узлов цифрового измерительного прибора, в котором реализован развертывающий метод преобразования [Л. 32]. Здесь интегрирующим элементом является конденсатор C. Он заряжается от стабилизированного источника тока, собранного на транзисторе T_1. Стабильность зарядного тока обеспечивается за счет поддержания на базе транзистора T_1 стабильного напряжения. Для этого в цепь базы поставлен ста-

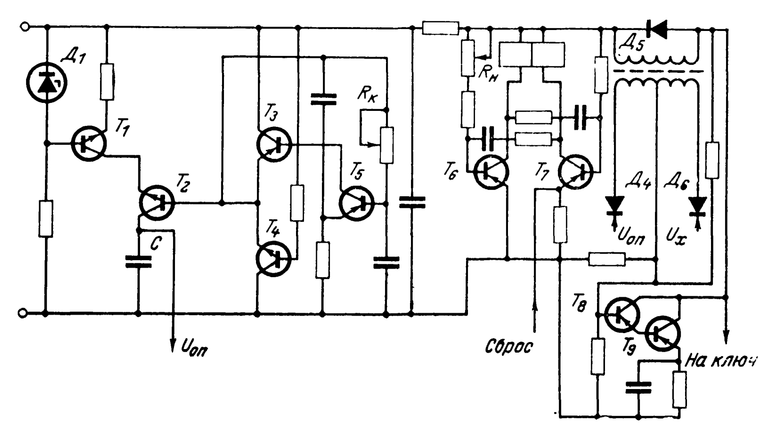


Рис. 45.

билизирующий диод $Д_1$. В качестве ключа, обеспечивающего периодическое подключение интегрирующего конденсатора к источнику тока, служит транзистор T_2.

Ключом (T_2) управляет генератор РГИ (транзисторы T_3, T_4, T_5). В схеме предусмотрена возможность регулировки (с помощью сопротивления R) частоты импульсов.

Схема управления СУ содержит мультивибратор (T_6, T_7) с поляризованным реле, обмотки которого включены в коллекторные цепи транзисторов мультивибратора. С помощью реле осуществляются необходимые включения цепей прибора.

Диоды $Д_4$ и $Д_6$ являются элементами схемы сравнения компаратора. На них подаются U_x и напряжение с выхода ИСИН.

Блокинг-генератор компаратора собран на составном транзисторе (T_8, T_9), что увеличивает стабильность его работы.

Необходимые переключения в схеме дешифратора можно осуществлять, например, с помощью реле, управляемых триггерами счетчика. Применение магнитоуправляемых контактов (МУК) позволяет получить для управления дешифратором наиболее экономичную схему.

Другой вариант авометра демонстрировался на юбилейной радиовыставке в 1967 г. [Л. 33]. На рис. 46 показана блок-схема прибора, имеющего следующие технические данные.

Измеряемые величины: напряжение постоянного тока (пределы измерения 1 В, 10 В, 100 В и 1 кВ); напряжение переменного тока (пределы измерения 10 В, 100 В и 1 кВ) в диапазоне частот 30—20 000 Гц; число импульсов (до 199) в диапазоне частот 0—100 кГц

Погрешность измерения напряжения постоянного тока на всех пределах измерения не превышает 0,5% номинального значения шкалы.

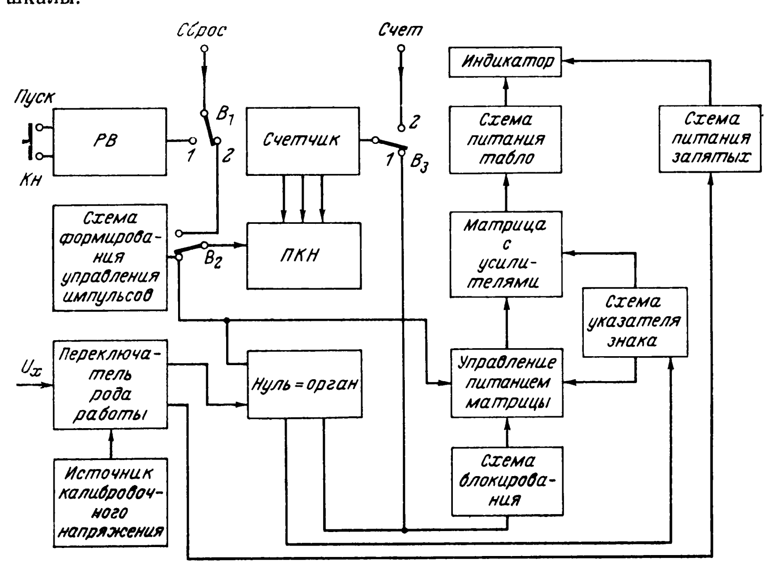


Рис. 46.

Погрешность измерения в цепях переменного тока зависит от величины измеряемого напряжения и предела, на котором производится измерение. При измерении на пределах 10 и 100 В напряжений, превышающих 10% значения соответствующего предела измерения, погрешность составляет 0,5% плюс 1 младшего разряда. При измерении на пределе 1 кВ погрешность составляет 1% плюс 1 младшего разряда.

Погрешность измерения числа импульсов составляет ±1 импульс.

Дополнительная температурная погрешность в диапазоне температур 5—40 °С не превышает на каждые 10 °С основную погрешность при измерении каждой из величин.

Входное сопротивление при измерении напряжения постоянного тока на пределе 1 В — 750 кОм/В, на пределах 10, 100 В — 130 кОм/В, на пределе 1 кВ — более 20 МОм.

Число измерений можно менять от трех измерений в секунду до трех измерений в минуту; предусмотрен внешний выпуск или запуск ручной с помощью кнопки «Пуск».

Питание прибора возможно как от сухих элементов, так и от сети. Мощность, потребляемая от источника постоянного тока, не более 2,5 Вт, а от сети переменного тока 8 Вт. Десять батарей типа КБС-0,5 обеспечивают нормальную работу прибора в течение 10—15 ч.

Габариты прибора 55×110×140 мм. Габариты батарейного блока питания 65×110×140 мм. Габариты сетевого блока питания 55×110×140 мм.

Рассмотрим работу прибора. Измеряемое напряжение через узел переключения рода работы и пределов измерения поступает на нуль-орган. В случае обратного знака измеряемого напряжения сигнал с нуль-органа поступит на схему указателя знака и далее на схему управления питанием матрицы. Матрица обесточивается, и светящиеся электроды гаснут. Вместе с этим на индикаторном табло будут высвечиваться вертикальные электроды (здесь использованы люминесцентные индикаторы). Таким образом, сигнализируется неправильная фазировка измеряемого напряжения.

В начале процесса измерения на вход нуль-органа подается импульс со схемы формирования управляющего импульса. Этот импульс формируется ручным способом или автоматически с помощью реле времени (РВ). Реле имеет выдержку от 0,3 до 20 с. Ручной формирователь управляющего импульса функционирует при нажатии кнопки «Пуск». С выхода формирователя подается также импульс сброса счетчика в исходное состояние. Сброс счетчика может производиться и от внешней схемы при соответствующем положении выключателя B_1.

На схему управления питанием матрицы подается импульс, который гасит индикаторное табло. Таким образом, в момент подачи импульса на нуль-орган прибор находится в исходном состоянии. Нуль-орган содержит генератор импульсов (блокинг-генератор), который запускается управляющим импульсом. Импульсы с генератора поступают одновременно на счетчик и на схему, которая обеспечивает блокировку устройств между двумя управляющими импульсами.

С выхода счетчика код преобразуется в напряжение схемой ПКН и через соответствующие цепи резисторного делителя в виде ступенчато-изменяющегося напряжения подается на нуль-орган. В момент равенства измеряемого и ступенчато-изменяющегося напряжений нуль-орган сработает и генератор прекратит выдачу импульсов на счетчик и схему блокировки.

На матрицу подается напряжение, и на отсчетном устройстве согласно состоянию триггеров будет высвечиваться число. На этом цикл измерения заканчивается.

Калибровка прибора осуществляется подачей от источника эталонного напряжения калибровочного напряжения. Калибровка производится при длительном пользовании прибором, а также при переходе с одной шкалы на другую.

Рассмотрим теперь прибор типа Digitest-500, который является одним из лучших цифровых авометров [Л. 35]. Основные характеристики прибора приведены в табл. 9.

Прибор выполняется в трех вариантах: с питанием от сети 110, 240 В, 50/60 Гц; с питанием от батарей с напряжением 12 В, 0,2 А и с универсальным питанием. Габариты прибора: 230×120×70 мм.

Блок-схема прибора приведена на рис. 47, а временная диаграмма его работы — на рис. 48. Измеряемые величины $U_=$, $U_\sim$, $I_=$,

Таблица 9

Измеряемая величина	Пределы измерения	Погрешность измерения	Разрешающая способность	Входное сопротивление
Напряжение постоянного тока	50 мВ 500 мВ 5 В 50 В 500 В	±0,3% от показания; ±0,2% от предела измерения	100 мкВ 1 мВ 10 мВ 100 мВ 1 В	1 МОм 100 МОм 5 МОм 5 МОм 5 МОм
Постоянный ток	50 мкА	±1% от предела измерения	100 мА	1 кОМ
Напряжение переменного тока	50 мВ 500 мВ 5 В 50 В 500 В	±0,5% от показания; ±0,5 от предела измерения	100 мкА 1 мА 10 мВ 100 мВ 1 В	1 МОм, 100 пФ
Переменный ток	50 мкА	±1,5% от предела измерения	100 нА	1 кОм
Сопротивление	50 Ом 500 Ом 5 кОм 50 кОм 500 кОм	±0,5% от показания; ±0,5% от предела измерения	0,1 Ом 1 Ом 10 Ом 100 Ом 1 кОм	Ток, протекающий через измеряемое сопротивление 1 мА 1 мА 100 мкА 10 мкА 1 мкА

$I_{\sim}$, R с помощью входных цепей преобразуются в напряжение постоянного тока. Поэтому рассмотрим работу схемы при измерении напряжения постоянного тока.

Процесс измерения начинается с приходом импульса от генератора тактовых импульсов (ГТИ). Импульс ГТИ устанавливает триггеры делителей частоты в исходное состояние и запускает генератор пилообразного напряжения (ГПН). Выходное напряжение ГПН приложено ко входу нуль-органа. Второй вход нуль-органа через открытый ключ *2* соединен с измеряемым напряжением U_x. Напряжение генератора ГПН уменьшается по линейному закону (рис. 48). В момент равенства $U_{оп}=U_x$ срабатывает нуль-орган. Выходной импульс нуль-органа закрывает ключ *2* и открывает ключи *1* и *3* (рис. 47). Через открытый ключ *1* вход нуль-органа соединяется с общей точкой схемы, а через открытый ключ *3* импульсы генератора стабильной частоты (ГСЧ) с частотой 200 кГц поступают на вход делителя частоты. Когда напряжение ГПН достигнет нулевого уровня, компаратор сработает во второй раз и закроет ключи *1* и *3*. Триггеры делителей частоты фиксируют число импульсов, пропорциональное величине измеряемого напряжения.

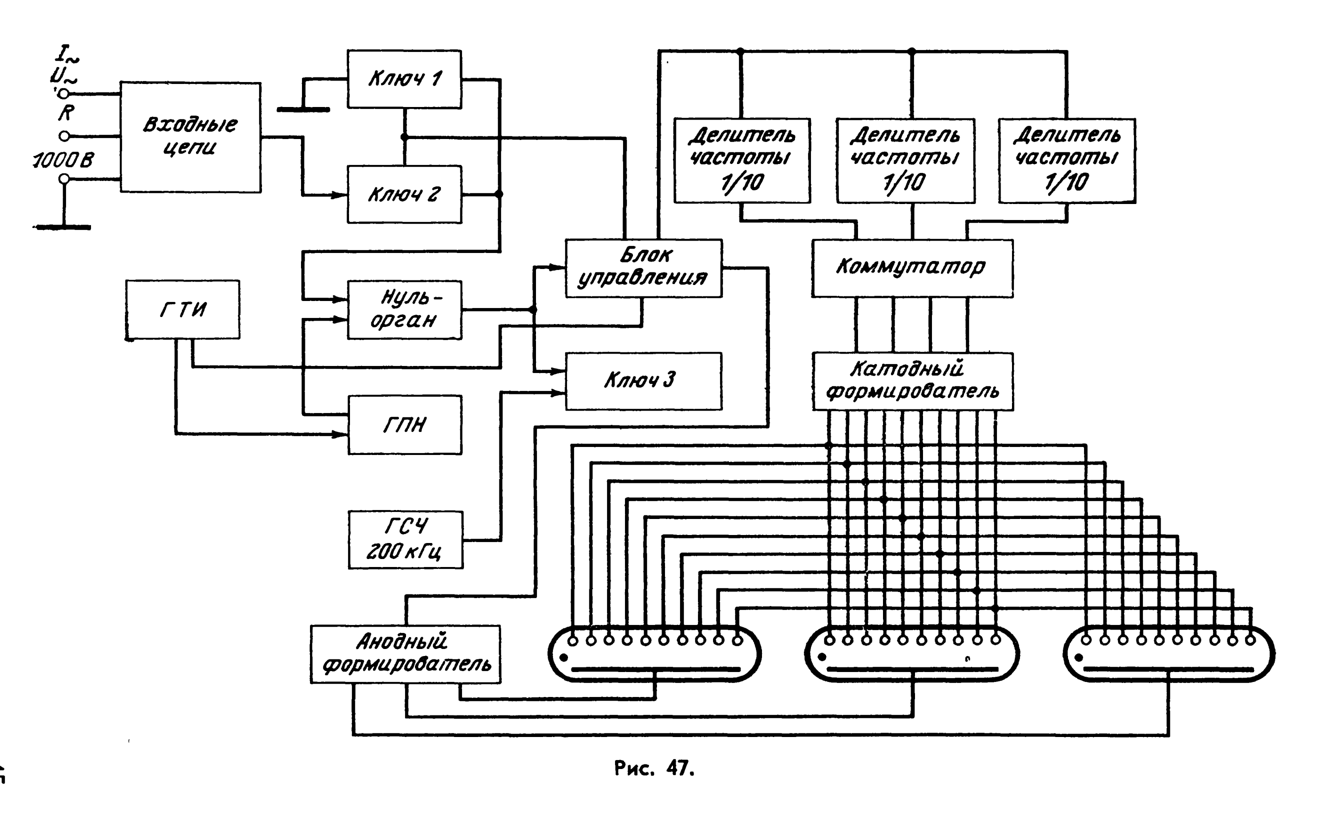

I~
U~
R
1000 В
Входные цепи
Ключ 1
Ключ 2
ГТИ
Нуль-орган
ГПН
ГСЧ 200 кГц
Блок управления
Ключ 3
Делитель частоты 1/10
Делитель частоты 1/10
Делитель частоты 1/10
Коммутатор
Катодный формирователь
Анодный формирователь

Рис. 47.

Рассмотрим работу цифрового индикатора. Коммутатор поочередно подключает выходы делителей частоты к катодному формирователю, который в свою очередь заземляет один из десяти проводов, идущих от катодов индикаторных ламп. Синхронно с коммутатором работает анодный формирователь, вырабатывающий импульсы амплитудой +180 В на анодах цифровых индикаторных ламп.

Совпадение анодного имульса с катодным вызывает свечение цифры в данной лампе. Частота работы коммутатора и анодного формирователя достаточно велика, так что глаз оператора не замечает вспышек индикаторных ламп и воспринимает показания как одно трехзначное число. Такой режим работы резко сокращает потребляемую мощность, что особенно важно при питании прибора от встроенной батареи.

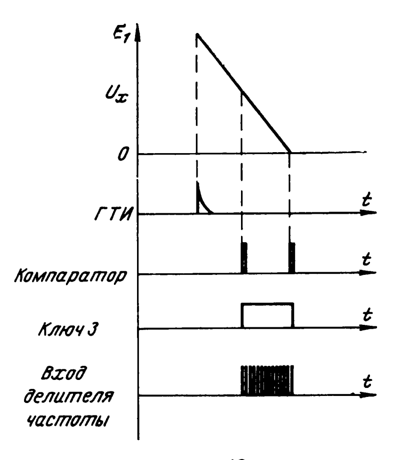


Рис. 48.

Другой особенностью этого прибора является то, что делители частоты, коммутатор и схема управления выполнены в виде большой интегральной схемы (БИС), которая представляет собой галету с размерами 2,4×2,9 мм. Интегральная схема размещена в керамическом корпусе с двумя рядами выводов (16 выводов). Такая схема заменяет 475 транзисторов, потребляет всего 200 мВт и позволяет значительно сократить габариты и массу прибора.

Рассмотрим электрические схемы основных узлов. На рис. 49 показан преобразователь измеряемой величины в интервал времени. Он содержит генератор тактовых импульсов (ГТИ), который представляет собой симметричный мультивибратор, выполненный на транзисторах T_1 и T_2 с усилителем-формирователем T_3, T_4. Частота и скважность выходных импульсов ГТИ определяются значениями R_1C_1 и R_2C_2.

Выход ГТИ соединен с базой транзистора T_{17}, который управляет генератором пилообразного напряжения. В исходном состоянии транзистор T_{17} открыт и конденсатор C_3 заряжен до напряжения E_1 (рис. 48), величина которого определяется напряжением стабилизации $U_{ст}$ стабилитрона $Д_1$. С приходом запускающего импульса от ГТИ транзистор T_{17} запирается и конденсатор C_3 начинает перезаряжаться постоянным по величине током от источника тока, собранного на транзисторах T_{13}, T_{14}. Напряжение на конденсаторе C_3 начинает уменьшаться по линейному закону. Это напряжение приложено к базе транзистора T_5 нуль-органа.

Нуль-орган представляет собой усилитель постоянного тока. Входной каскад усилителя выполнен по дифференциальной схеме на полевых транзисторах T_5 и T_6. Второй вход нуль-органа (база транзистора T_6) соединен с общей точкой ключей (транзисторы T_{15}, T_{16}). Ключи собраны на полевых транзисторах.

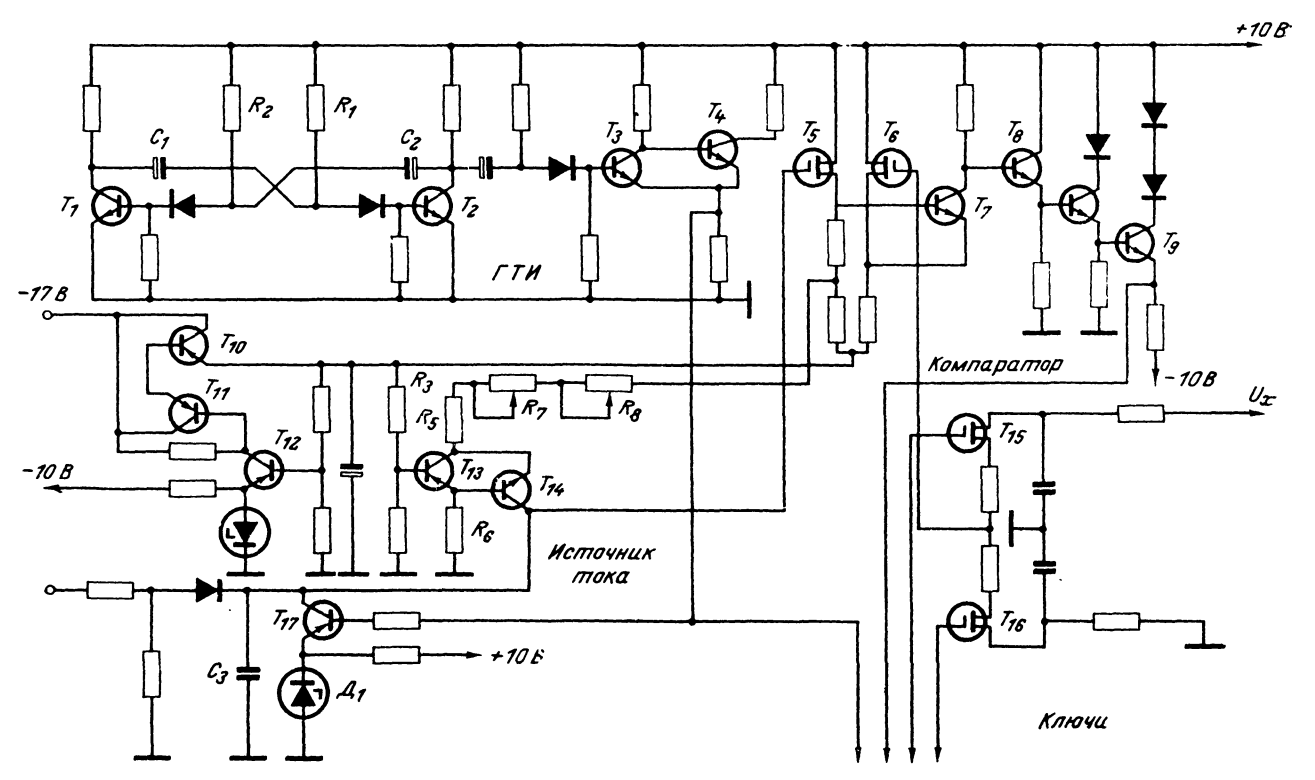

+10 В
C1
R2
R1
C2
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
T8
T9
ГТИ
-17 В
T10
T11
T12
-10 В
R3
R5
R7
R8
T13
T14
R6
Источник
тока
Компаратор
-10 В
Ux
T15
T16
T17
+10 В
C3
Д1
Ключи

Рис. 49.

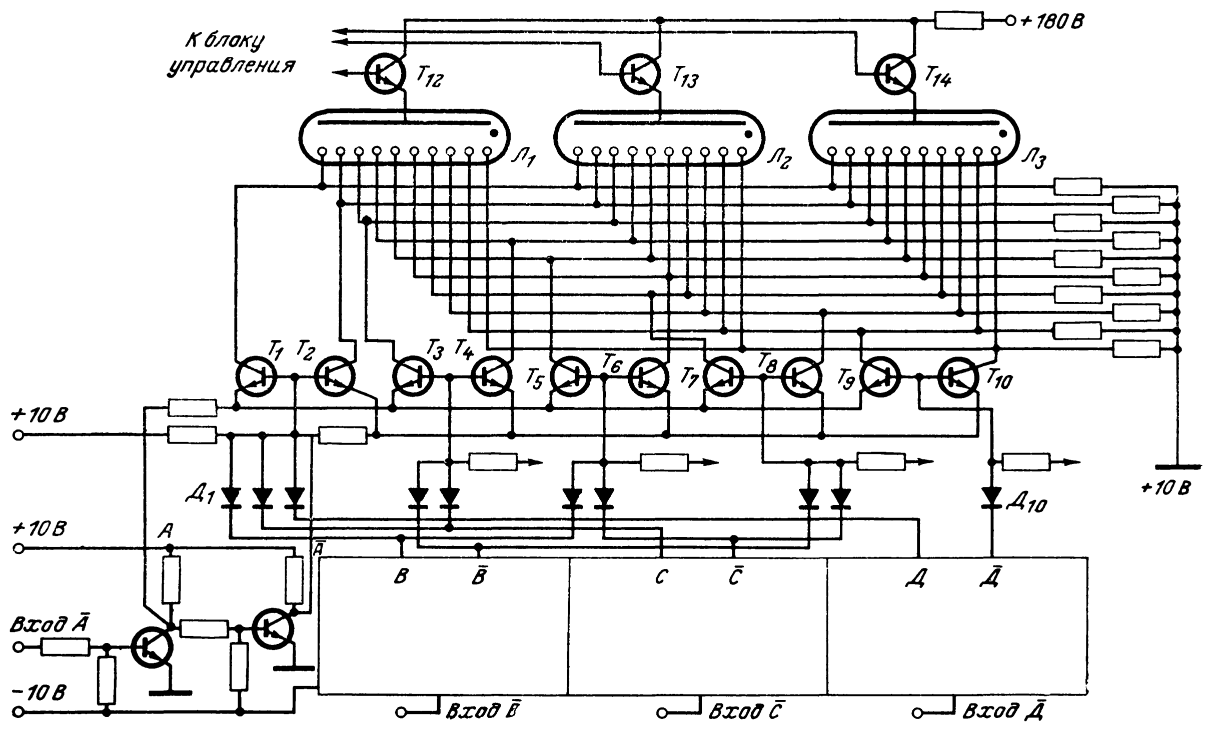

К блоку управления
+180 В
T_{12}
T_{13}
T_{14}
$Л_1$
$Л_2$
$Л_3$
T_1
T_2
T_3
T_4
T_5
T_6
T_7
T_8
T_9
T_{10}
+10 В
+10 В
+10 В
$Д_1$
$Д_{10}$
A
$\bar{A}$
B
$\bar{B}$
C
$\bar{C}$
Д
$\bar{Д}$
Вход $\bar{A}$
−10 В
Вход $\bar{B}$
Вход $\bar{C}$
Вход $\bar{Д}$

Рис. 50.

В исходном состоянии открыт ключ (T_{15}) и измеряемое напряжение U_x приложено к базе транзистора T_6 нуль-органа. В момент равенства $U_x = U_{оп}$ нуль-орган срабатывает и выдает сигнал в блок управления, который переключает ключи. Теперь открыт другой ключ, и база транзистора T_6 подсоединена к общей шине. Напряжение на выходе ГПН продолжает уменьшаться, и в момент $U_{оп} = 0$ нуль-орган срабатывает во второй раз. Интервал времени между срабатываниями нуль-органа пропорционален измеряемому напряжению.

Источник тока T_{13}, T_{14} питается от стабилизатора напряжения, собранного на транзисторах T_{12} (схема сравнения) и T_{10}, T_{11} (со-

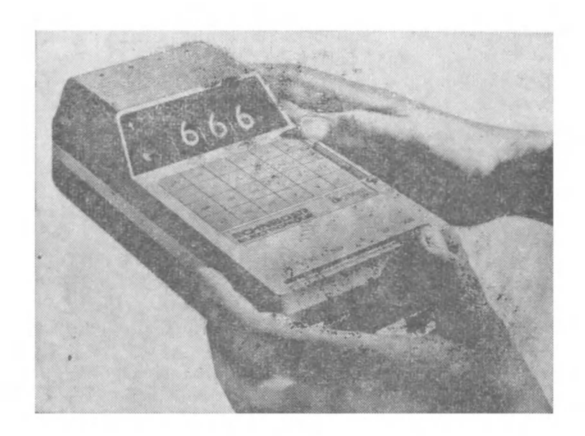


Рис. 51.

ставной регулирующий транзистор). Потенциометры R_7, R_8 служат для регулировки крутизны пилообразного напряжения в процессе настройки прибора.

Рассмотрим работу блока цифровой индикации (рис. 50). Блок содержит четыре усилителя (A, B, C, $Д$), дешифратор на диодах $Д_1$—$Д_{10}$, десять высоковольтных транзисторов T_1—T_{10}, три цифровые индикаторные лампы $Л_1$—$Л_3$ с анодными формирователями T_{12}—T_{14}.

Информация с делителей частоты поступает на входы $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$, $\bar{Д}$ усилителей в виде двоично-десятичного кода, причем каждый сигнал может иметь только два уровня: 0 ($U=0$) или 1 ($U=U_{макс}$). Например, если по шине $\bar{A}$ приходит 0, то транзистор T_{10} заперт и на его коллекторе высокий потенциал, а транзистор T_{11} отперт и на его коллекторе низкий потенциал. Если же по шине A приходит 1, то транзистор T_{10} отперт, а T_{11} заперт. Таким образом, на выходах A и $\bar{A}$ усилителя всегда противоположные по уровню сигналы. Аналогично работают усилители B, C, $Д$.

Каждому десятичному числу соответствует определенная комбинация сигналов на шинах $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$, $\bar{Д}$. Эта комбинация сигналов преобразуется в десятичный код с помощью диодного дешифратора ($\bar{Д}_1$—$\bar{Д}_{10}$) и транзисторов T_1—T_{10}. Эмиттеры нечетных транзисторов

и всех четных транзисторов соединены вместе и подключены к выходам A и $\bar{A}$. Таким образом, в зависимости от комбинации выходных сигналов усилителя A создаются условия для отпирания либо четного, либо нечетного транзистора. Конкретный транзистор выбирается сигналом дешифратора, т. е. в группе из десяти транзисторов всегда отперт только один выбранный транзистор. Одноименные катоды индикаторных ламп соединены вместе, поэтому отпертый транзистор заземляет три катода в трех индикаторных лампах. Импульсы управления анодными формирователями сдвинуты во времени, поэтому только в одной из ламп в данный момент времени может гореть цифра.

Такое временное разделение позволяет десятью транзисторами управлять работой трех цифровых индикаторных ламп, имеющих 30 катодов.

Внешний вид прибора *Digitest*-500 показан на рис. 51.

АВОМЕТРЫ С ДВОЙНЫМ ИНТЕГРИРОВАНИЕМ

Одной из первых моделей цифровых авометров за рубежом был прибор MDVC (миниатюрный цифровой вольтметр-счетчик) фирмы «Дженерал электрик» [Л. 34].

В приборе три предела измерения напряжения постоянного тока (1, 10, 100 В) и один диапазон измерения интервалов времени от 0 до 10 мс. Число измерений в секунду равно 50. При измерении напряжений погрешность прибора ±0,02%, а при измерении интервалов времени погрешность составляет ±0,01%.

Входное сопротивление на всех пределах измерения напряжения равно 156 кОм, вход прибора дифференциальный.

Габариты прибора: 115×115×51,8 мм.

Прибор выполнен в основном на твердых интегральных схемах, в числе которых три усилителя и 20 логических схем.

В приборе использован метод двойного интегрирования, позволяющий обеспечить независимость результата измерения от постоянной времени интегрирующей цепи. На рис. 52,*а*, *б* показаны блок-схема и диаграмма, поясняющие принцип работы прибора.

В течение интервала времени T_1, который имеет точно известную и постоянную длительность, производится интегрирование входного напряжения U_x. В конце интервала времени T_1 напряжение на интегрирующем элементе будет прямо пропорционально U_x:

$$U_{(T1)} = \frac{1}{RC}\int_0^{T_1} U_x dt = U_x \frac{T_1}{RC},$$

где RC — постоянная времени интегрирующей цепочки.

В течение интервала T_2 интегрируется напряжение от эталонного источника $U_э$, имеющего противоположный знак по отношению к U_x. Интегрирование происходит до тех пор, пока напряжение на интегрирующем элементе не станет равным нулю. При этом

$$U_{(tx)} = U_{(T1)} - \frac{1}{RC}\int_0^{T_1} U_x dt.$$

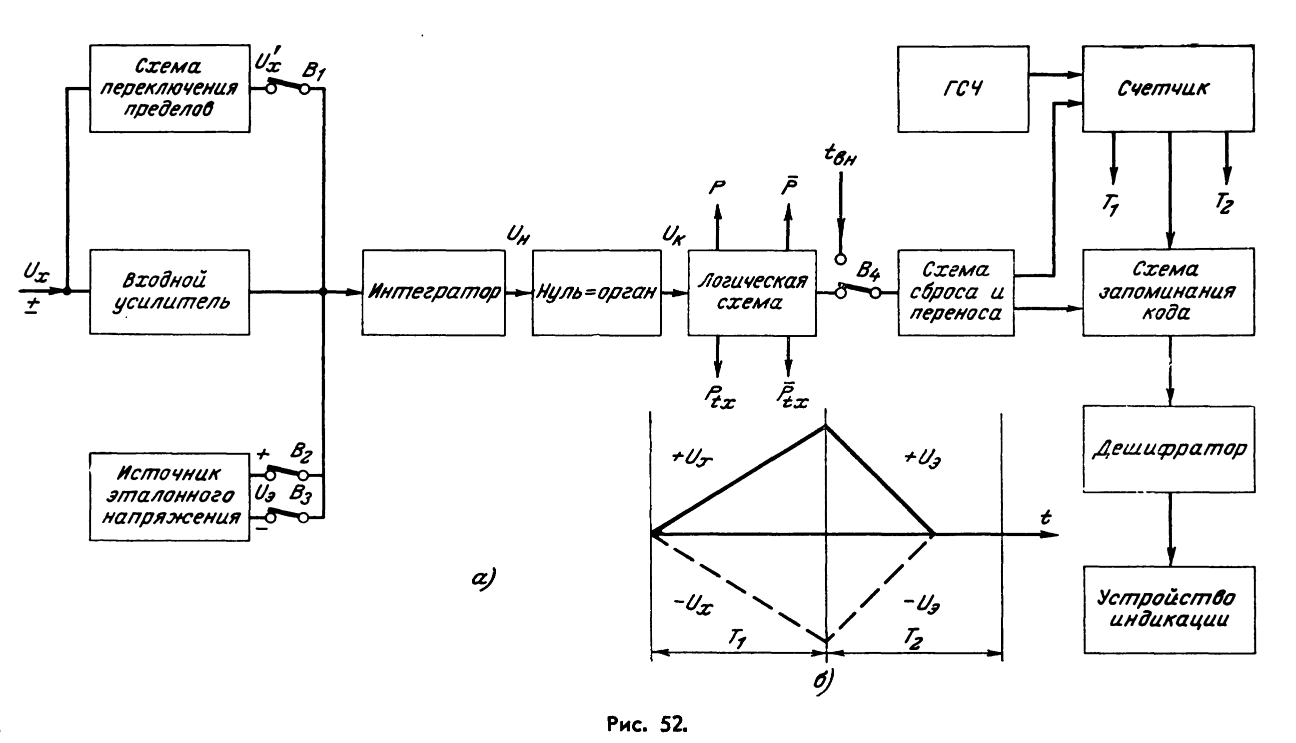

Схема переключения пределов
Входной усилитель
Источник эталонного напряжения
Интегратор
Нуль=орган
Логическая схема
Схема сброса и переноса
ГСЧ
Счетчик
Схема запоминания кода
Дешифратор
Устройство индикации
а)
б)

Рис. 52.

Приравнивая $U_{(tx)}$ нулю, получаем:

$$U_{(tx)} = 0 = U_x \frac{T_1}{RC} - U_э \frac{tx}{RC}.$$

Отсюда следует:

$$t_x = \frac{U_x}{U_э} T_1.$$

Из него видно, что t_x совершенно не зависит от постоянной времени RC. Величина t_x также не зависит от начального напряжения на интегрирующем элементе. Это обеспечивает высокую точность измерения, так как величины $U_э$ и T_1 можно поддерживать постоянными с достаточной точностью.

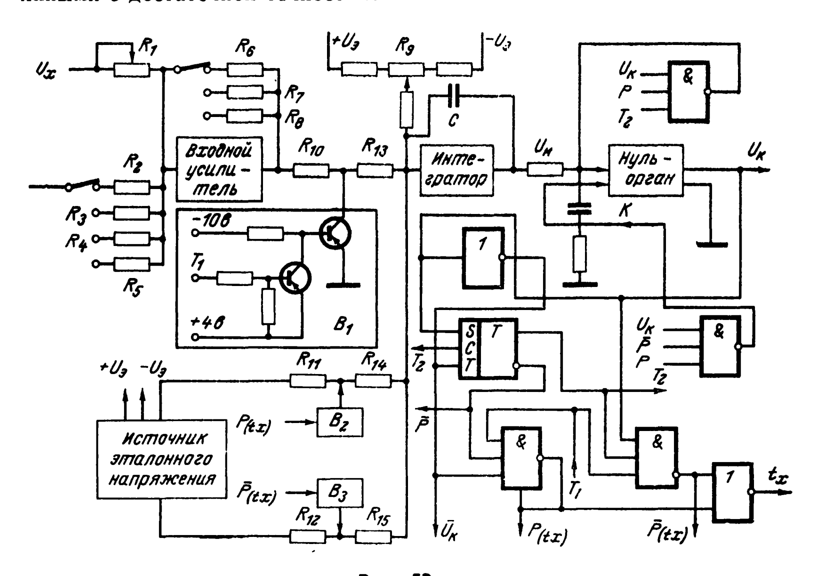


Рис. 53.

Схема прибора состоит из двух частей: широтно-импульсного преобразователя и цифровой части.

На вход преобразователя может подаваться напряжение любой полярности ($\pm U_x$).

С выхода преобразователя снимаются сигнал, модулированный по длительности импульсов t_x, сигналы переключения полярности P и $\bar{P}$ и сигналы управления переключателями $P_{(tx)}$ и $\bar{P}_{(tx)}$ (рис. 53).

Сигналы, задающие интервалы времени T_1 и T_2, поступают на широтно-импульсный преобразователь со счетчика прибора. Преобразователь имеет высокую точность почти во всем диапазоне положительных и отрицательных значений входного напряжения. Вблизи нуля (± 10 мВ) напряжения U_n недостаточно для срабатывания нуль-органа. Эту мертвую зону можно исключить соответствующим

смещением рабочей точки. В целом на характеристике прибора такое смещение практически не скажется.

Для разных уровней и полярности входного напряжения на рис. 54 приведены временные диаграммы сигналов в разных точках преобразователя.

В качестве интегрирующего элемента в схеме прибора использован интегральный усилитель. В течение интервала T_1 интегрируется

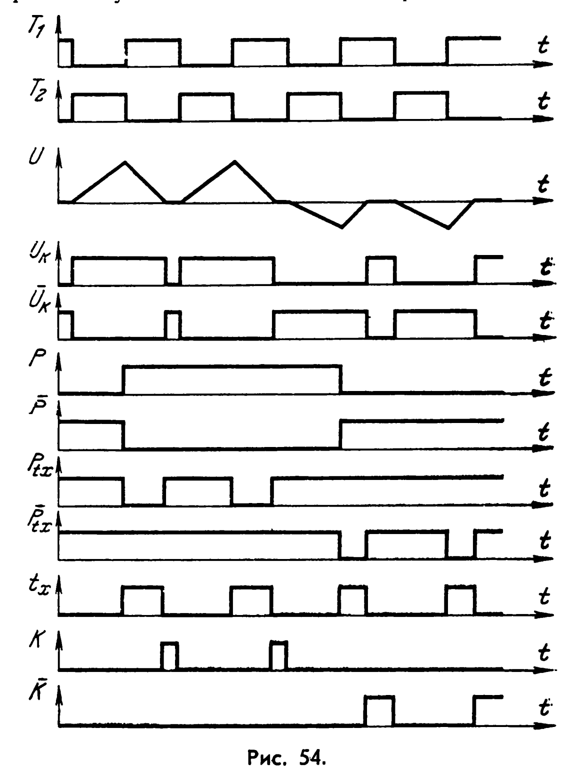


Рис. 54.

выходное напряжение входного усилителя. Затем в зависимости от полярности U_x в течение периода T_2 осуществляется интегрирование положительного значения эталонного напряжения $+U_э$ или отрицательного $-U_э$.

Полярность эталонного напряжения выбирается путем заземления шунтирующими переключателями (B_1, B_2, B_3) соответствующих пар прецизионных резисторов (R_{10}, R_{13}; R_{11}, R_{14}; R_{12}, R_{15}). Наличие прецизионных резисторов позволяет обеспечить постоянство градуировки. Сопротивления этих резисторов выбраны такими, чтобы в точке их соединения было напряжение ± 2 В.

Каждый раз одновременно подключаются к «земле» две пары прецизионных резисторов. Ток по этим цепочкам к интегратору не проходит, а соответствующее напряжение U_x, $U_э$ или $-U_э$ на

интегратор подается через третью пару резисторов. Схема коммутации с помощью переключателей B_1, B_2, B_3 показана на рис. 52.

Полярность выходного сигнала интегратора $U_и$, а также момент изменения полярности определяются нуль-органом совместно с логическими элементами. Обратная связь (сигналы K и $\bar{K}$) обеспечивает надежное срабатывание нуль-органа при достижении $U_и$ нулевого значения, являющегося признаком конца процесса двойного интегрирования.

Работой переключателей B_1, B_2, B_3 управляет выходная логическая схема. Она обеспечивает такое положение переключателей B_2, B_3, что, начиная с момента времени T_2, на интегрирующем эле-

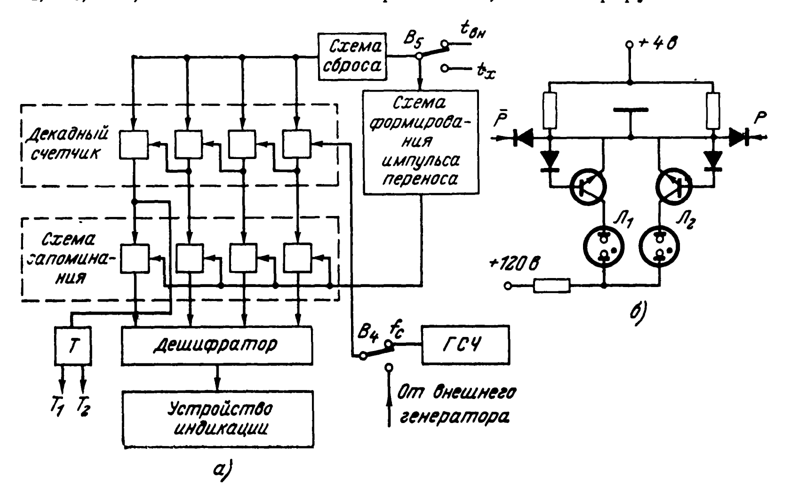


Рис. 55.

менте будет интегрироваться эталонное напряжение, имеющее полярность, обратную полярности входного напряжения U_x. Кроме того, выходная логическая схема вырабатывает сигнал длительностью t_x и сигналы переключения полярности P и $\bar{P}$.

Пределы измерения переключаются вручную путем переключения прецизионных резисторов R_2—R_8 в цепи входного усилителя, что обеспечивает ослабление или усиление входного сигнала U_x. Такое переключение обеспечивает также постоянство входного сопротивления на всех пределах измерения. Наличие подстроечного потенциометра R_1 позволяет регулировать входное сопротивление в пределах $\pm 2\%$. Максимальное напряжение на выходе входного усилителя на всех пределах измерения равно эталонному напряжению $U_э$ (в данном случае 6, 4 В).

Эталонное напряжение формирует схема, выполненная на двух стабилитронах и резисторах. Балансировка положительного ($+U_э$) и отрицательного ($-U_э$) напряжений осуществляется подстроечным потенциометром R_9.

На рис. 55,*а* показана цифровая часть прибора. При поступлении импульса с длительностью t_x он дифференцируется по переднему фронту схемой формирования сброса счетчика. Задний фронт этого

импульса фиксируется путем подачи на логический элемент И двух импульсов длительностью t_x: нормального и задержанного инвертированного (формирование импульса переноса).

В качестве генератора может быть использован генератор с кварцевой стабилизацией частоты, выполненный на логических элементах ИЛИ-НЕ. При измерении только напряжений можно использовать обычный мультивибратор, так как точность измерения напряжения не зависит от стабильности частоты генератора. В приборе предусмотрена возможность подключения к внешнему источнику импульсов стабильной частоты.

При измерении длительности внешних импульсов $t_{вн}$ на индикаторном табло прибора будет зафиксировано десятичное число $X_{(t)}$, соответствующее длительности импульса $t_{вн}$.

В цифровой части прибора формируются также хронирующие импульсы длительностью T_1 и T_2.

Полярность измеряемого напряжения индицируется двумя неоновыми лампами $Л_1$ и $Л_2$ (рис. 55,*б*).

Нуль прибора устанавливается потенциометром R_9.

Принцип двойного интегрирования реализован также в цифровом тестере TE-360 фирмы Tekelec Airtronic (Франция).

Прибор обеспечивает измерение постоянного и переменного напряжения, постоянного и переменного тока и сопротивления.

Пределы измерения:

напряжение постоянного тока	199,9 мВ — 1000 В
напряжение переменного тока	199,9 мВ — 1000 В
постоянный ток	199,9 мА — 1,999 А
переменный ток	199,9 мА — 1,999 А
сопротивление	199,9 Ом — 1,999 МОм

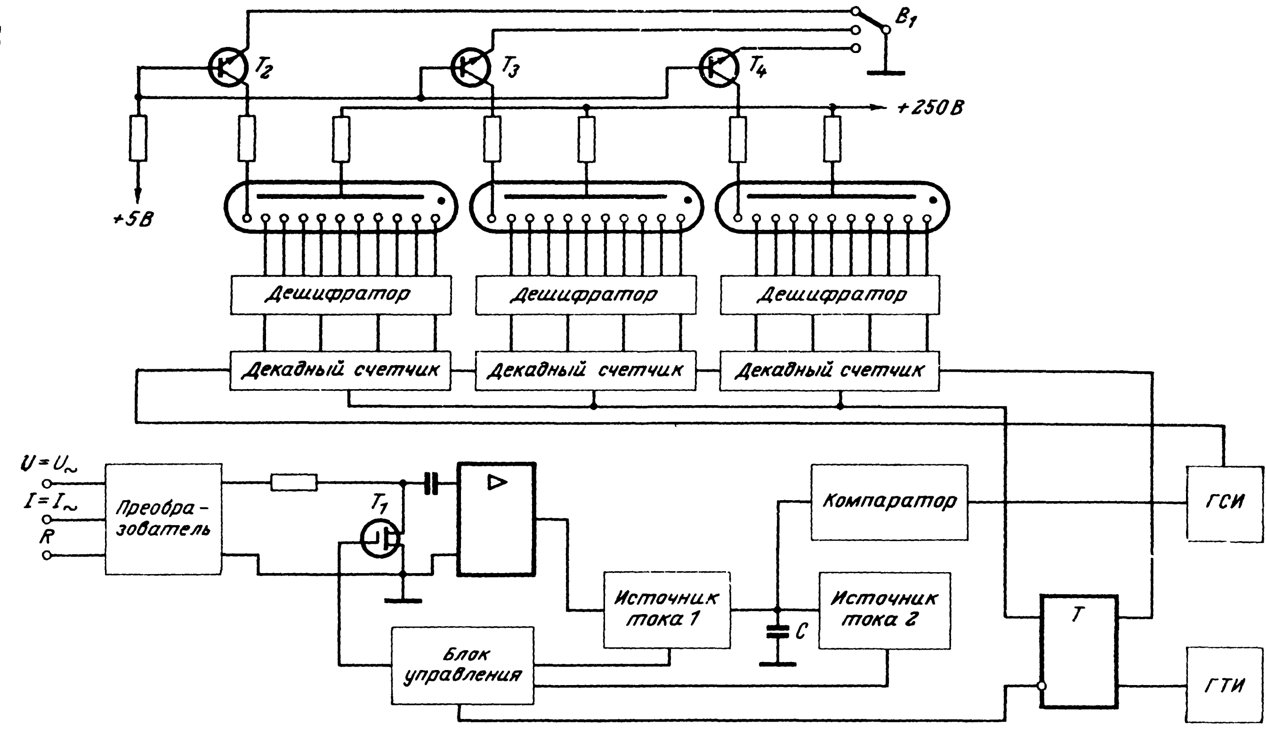
Рассмотрим схему прибора (рис. 56). Измеряемые сигналы поступают на преобразователь, с выхода которого снимается напряжение постоянного тока. В начале цикла измерения генератор тактовых импульсов (ГТИ) опрокидывает триггер, который устанавливает трехдекадный счетчик импульсов в исходное состояние и через блок управления закрывает транзистор T_1. Измеряемое напряжение усиливается и поступает на первый источник тока. Интегрирующий конденсатор C заряжается от этого источника током, пропорциональным измеряемой величине. Одновременно срабатывает компаратор, который запускает генератор счетных импульсов (ГСИ), и счетчик импульсов начинает заполняться.

Первый такт (такт зарядки конденсатора C) заканчивается с приходом на триггер импульса переполнения счетчика. В этот момент сигналом с блока управления транзистор T_1 отпирается и конденсатор C начинает разряжаться эталонным током $I_э$ обратной полярности от второго источника.

Момент прохождения через нуль напряжения на конденсаторе C фиксируется компаратором, который срывает генерацию ГСИ. Число импульсов, зафиксированное в счетчике, соответствует среднему значению измеряемого напряжения за первый такт.

К концу первого такта напряжение на конденсаторе C, если считать, что $I_{вх}=k_1U_{вх}=\text{const}$,

$$U_{C(1)} = \frac{I_{вх}}{C} T_{зар}.$$


B1
T2
T3
T4
+250 В
+5 В
Дешифратор
Дешифратор
Дешифратор
Декадный счетчик
Декадный счетчик
Декадный счетчик
U = U~
I = I~
R
Преобра-
зователь
T1
Компаратор
ГСИ
Источник
тока 1
C
Источник
тока 2
Т
Блок
управления
ГТИ

Для второго такта, если считать, что $I_э = k_2 U_э = \text{const}$,

$$U_{C(2)} = \frac{I_э}{C} T_{разр}.$$

В конце второго такта

$$U_C = U_{C(1)} - U_{C(2)} = \frac{I_{вх}}{C} T_{зар} - \frac{I_э}{C} T_{разр},$$

так что

$$T_{разр} = \frac{I_{вх} T_{зар}}{I_э} = \frac{k_1}{k_2} \frac{U_{вх}}{U_э} T_{зар} = S U_{вх},$$

где S — крутизна преобразования;

$$S = \frac{k_1}{k_2} \frac{T_{зар}}{U_э}.$$

Таким образом, время разряда конденсатора C пропорционально преобразуемому напряжению и не зависит от емкости интегрирующего конденсатора.

Декадный счетчик типа SN7490 представляет собой схему из четырех триггеров, выполненную в полупроводниковом кристалле.

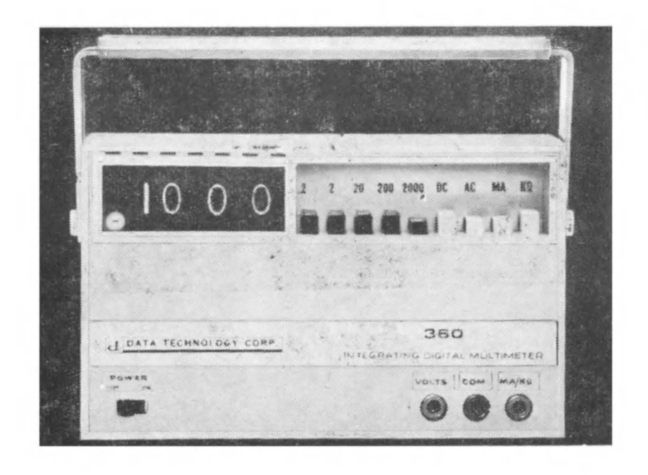


Рис. 57.

Триггеры охвачены обратной связью таким образом, что коэффициент пересчета равен десяти. Счетчик работает в коде 8-4-2-1. Выходные сигналы счетчика поступают на дешифратор SN7441, который содержит логические узлы для преобразования двоично-десятичного когда в десятичный и десять высоковольтных транзисторов для управления цифровым индикатором.

Переключение десятичной запятой осуществляется с помощью транзисторов T_2—T_4 и переключателя B_1. В зависимости от выбранного диапазона замыкается один из контактов переключателя B_1, что вызывает заземление эмиттера одного из транзисторов T_2—T_4.

Транзистор отпирается током от источника +5 В и зажигает запятую в одной из индикаторных ламп.

Конструктивно (рис. 57) прибор состоит из пластмассового корпуса, на передней панели которого расположены клавишные переключатели пределов измерения и рода работы, цифровые индикаторы, индикатор полярности, входные гнезда и выключатель сетевого напряжения. Кроме того, на передней панели имеются рукоятки потенциометров «Установка нуля», «Калибровка+», «Калибровка —».

Прибор снабжен ручкой, которая может использоваться для переноски прибора либо в качестве подставки.

ПАРАМЕТРЫ СЕРИЙНЫХ ЦИФРОВЫХ АВОМЕТРОВ

В этом параграфе приведены характеристики некоторых отечественных и зарубежных цифровых авометров.

Авометр Digitest-102 (фирма Schneider). Этот трехдекадный прибор является одним из первых промышленных цифровых авометров. На рис. 58 показан его внешний вид. Прибор позволяет измерять сопротивление на постоянном токе (шкалы: 100 Ом, 1,0, 10, 100 кОм и 1 МОм), постоянный ток (шкалы: 100 мкА, 1,0, 10, 100 мА, 1 А), напряжение в цепях постоянного тока (шкалы: 100 мВ, 1, 10, 100, 1000 В), переменный ток (шкалы 300 мкА, 3, 30, 300 мА), напряжение в цепях переменного тока (шкалы: 300 мВ, 3, 30, 300 В). При измерении в цепях постоянного тока предусмотрена индикация полярности контролируемого сигнала («+» или «—»).

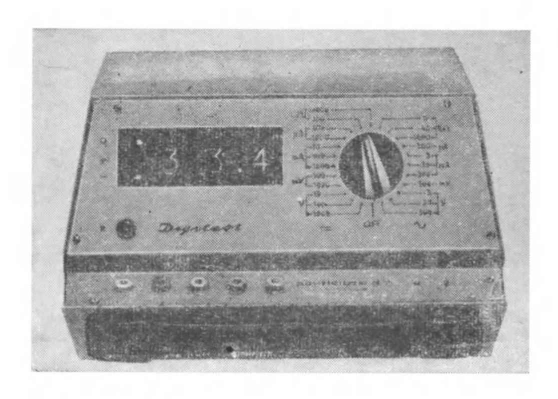


Рис. 58.

Авометр типа LM-1240 английской фирмы Solartron. Прибор измеряет напряжение постоянного и переменного тока, постоянный и переменный ток и сопротивление на 26 пределах измерения (рис. 59). Он содержит цифровое табло с индикатором знака полярности и перегрузки по входу, переключатель пределов измерения (галетный) и клавишный переключатель рода работы. Прибор смонтирован в пластмассовом корпусе и отличается небольшими размерами (178×76×200 мм) и массой (<2 кг).

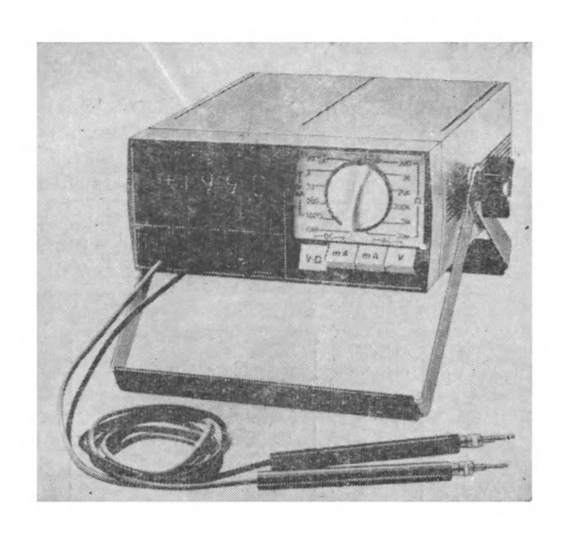


Рис. 59.

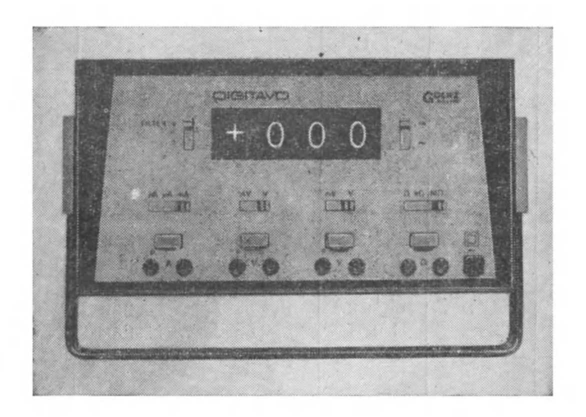


Рис. 60.

Прибор работает по методу двойного интегрирования. Измеряется среднее значение за время 200 мс и подавляются помехи на частотах 50, 60 и 400 Гц. Прибор выполнен на интегральных микросхемах.

Основной предел измерения 200 мВ. На всех остальных диапазонах измеряемая величина приводится к этому значению. Переменное напряжение и ток преобразуются в постоянное напряжение с помощью преобразователя среднего значения. Ток измеряется по падению напряжения на калиброванном шунте. При измерении сопро-

тивлений измеряется падение напряжения на неизвестном сопротивлении.

Основные характеристики прибора приведены в табл. 10.

Прибор нормально работает в диапазоне температур от +10 до +40 °С; при этом дополнительная погрешность составляет ±0,1% от показания ±1 знак на каждые десять градусов. Подавление помех общего вида составляет 80 дБ (50 Гц) и помех последовательного вида 35 дБ (50 Гц). Быстродействие прибора 5 изм/с. Питание — от сети переменного тока напряжением 115 или 230 В+ +15 — 10%, потребляемая мощность 6 Вт (50 Гц — 400 Гц).

Таблица 10

Измеряемая величина	Пределы измерения	Разрешающая способность	Погрешность измерения	Входное сопротивление
Напряжение постоянного тока	200 мВ 2 В 20 В 200 В 1000 В	100 мкВ 1 мВ 10 мВ 100 мВ 1 В	0,1% $U_x \pm 1$ знак	100 МОм 1000 МОм 10 МОм 10 МОм 10 МОм
Напряжение переменного тока	200 мВ 2 В 20 В 200 В 500 В	100 мкА 1 мВ 10 мВ 100 мВ 1 В	0,5% $U_x \pm 1$ знак	1 МОм 1 МОм 1 МОм 1 МОм 1 МОм
Постоянный ток	200 мкА 2 мА 20 мА 200 мА 2 А	100 мА 1 мкА 100 мкА 1 мА	0,25% $I_x \pm 1$ знак 0,2% $I_x \pm 1$ знак 0,2% $I_x \pm 1$ знак 0,3% $I_x \pm 1$ знак 0,5% $I_x \pm 1$ знак	Падение напряжения 0,2 В на всех пределах
Переменный ток	200 мкА 2 мА 20 мА 200 мА 2 А	100 мА 1 мкА 10 мкА 100 мкА 1 мА	0,75% $I_x \pm 1$ знак 0,7% $I_x \pm 1$ знак 0,7% $I_x \pm 1$ знак 0,8% $I_x \pm 1$ знак 1% $I_x \pm 1$ знак	Падение напряжения 0,2 В на всех пределах
Сопротивление	200 Ом 2 кОм 20 кОм 200 кОм 2 мОм 20 мОм	0,1 Ом 1 Ом 10 Ом 100 Ом 1 кОм 10 кОм	0,5% $R_x \pm 1$ знак 2% R_x	Ток через R_x 1 мА 100 мкА 10 мкА 10 мкА 1 мкА 100 мА

Авометр «Digitavo (фирма Goerz lEectro). Внешний вид прибора показан на рис. 60, а основные параметры сведены в табл. 11.

Прибор обеспечивает снижение уровня помех от 45 до 120 дБ. Время установления входного фильтра 1 с. Диапазон рабочих температур 0—35 °С. Питание — от сети переменного тока напряжением

220 В+10%, 48—65 Гц; потребляемая мощность 50 Вт. Габариты 266×137×275 мм, масса 6,5 кг.

Авометр TR-6655 (фирма Tokeda Riken). Основные параметры прибора сведены в табл. 12.

Прибор имеет выход результатов измерения в коде 1-2-4-8 для регистрации цифропечатающим устройством.

Время прогрева прибора с момента включения — 10 мин.

Напряжение источника питания 220 В, 50 Гц. Потребляемая мощность 40 Вт. Габариты 300×350×149 мм.

Таблица 11

Измеряемая величина	Пределы измерения	Разрешающая способность	Входное сопротивление	Погрешность измерения, % ±2 знака
Напряжение постоянного тока	0,01—999 мВ 0,01—600 В	10 мкА 10 мВ	0,2—5 МОм 5 МОм	±1%
Постоянный ток	1,00—999 мА 0,01—999 мкА 0,01—999 мА	1 мА 10 нА 10 мкА	11 кОм 3—0,8 кОм 2,4—0,4 Ом	±1%
Напряжение переменного тока	1,00—999 мВ 1,00—600 В	10 мкВ 10 мВ	5 МОм 5 МОм	±1,5%
Переменный ток	1,00—999 нА 1,00—999 мкА 1,00—999 мА	1 нА 1 мкА 1 мА	11 кОм 3—0,8 кОм 2,4—0,4 Ом	±1,5%
Сопротивление	10,0—999 Ом 0,01—999 кОм 0,01—9,99 МОм 0,01—9,99 МОм 0,01—999 МОм	0,1 Ом 10 Ом 10 кОм 100 кОм 1 МОм	Ток через измеряемое сопротивление 1,4 мА	+0,5% ±0,5% ±1% ±2,5% <10%

Авометр TR-6155M (фирма Tokeda Riken). Основные параметры прибора сведены в табл. 13.

Прибор выполнен на интегрирующем принципе с плавающим входом. Индикация результата измерения осуществляется на пятиразрядном цифровом табло с памятью. Длительность индикации плавно изменяется от 0,2 до 10 с независимо от интервала времени измерения (табл. 13).

Результат измерения может быть выведен в коде 8-4-2-1 для регистрации цифропечатающим устройством.

Прибор обеспечивает нормальные измерения при температуре окружающего воздуха в интервале от 0 до +40 °С.

Габариты 320×149×350 мм. Масса прибора 10 кг.

Авометр TR-6834 (фирма Tokeda Riken). Прибор имеет широкий динамический диапазон (3999 : 1). Сравнительно небольшие габариты (149×149×350 мм) и масса (5,1 кг), а также простота и удобство в эксплуатации делают его удобным при проверках и ремонте в нестационарных условиях.

Основные параметры прибора сведены в табл. 14.

Мультиметр ВК-7-10. Прибор разработан во Львовском политехническом институте на базе время-импульсного АЦП [Л. 6] и предназначен для измерения напряжений постоянного и переменного тока и сопротивления на постоянном токе.

Таблица 12

Измеряемая величина	Пределы измерения	Разрешающая способность	Входное сопротивление	Погрешность измерения
Напряжение постоянного тока	100 мВ 1 В 10 В 100 В 1000 В	100 мкВ — — — —	1000 МОм 1000 МОм 1000 МОм 10 МОм 10 МОм	$+0,02\%\ U_x \pm 1$ знак в диапазоне температур $+20 \div +30$ °C
Напряжение переменного тока	1 В 10 В 100 В 1000 В	2 мВ — — —	$\pm 0,2\%\ U_x \pm 5$ знаков в полосе частот 50—10^4 Гц; $\pm 0,5\%\ U_x \pm 5$ знаков в полосе частот 40—$2 \cdot 10^4$ Гц	1 МОм, 60 пФ
Сопротивление	10 Ом 100 Ом 1 кОм 10 кОм 100 кОм 1 МОм 10 МОм 100 МОм	0,001 Ом — — — — — — —	Ток через R_x 10 мА 1 мА 100 мкА 10 мкА 1 мкА 0,1 мкА	$\pm 0,05\ \% R_x \pm 1$ знак $\pm 0,1\%\ R_x \pm 1$ знак $\pm 0,5\%\ R_x \pm 1$ знак $\pm 0,1\%\ R_x \pm 1$ знак
Постоянный ток	10 мкА 100 мкА 1 мА 100 мА	1 мА — — —	1 Ом 10 Ом	$\pm 0,2\%\ I_x \pm 1$ знак
Частота, период, интервал времени	0— —15 Мгц	Время измерения 1 мс, 10 мс, 100 мс, 1 с	100 кОм, 30 пФ	$1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ знак

Период индикации в приборе при автоматическом запуске регулируется от 0,1 до 5 с.

Основные параметры прибора сведены в табл. 15.

ВК7-10А. Это усовершенствованная модель прибора ВК7-10. Быстродействие прибора в зависимости от режима 33 или 3,3 мс. Погрешность измерений зависит от режима работы и составляет ±0,05% при 30 изм/с; ±0,2% при 300 изм/с.

Таблица 13

Измеряемая величина	Пределы измерения	Разрешающая способность	Входное сопротивление	Погрешность измерения
Напряжение постоянного тока[1]	100 мВ 1 В 10 В 100 В 1000 В	10 мкВ — — — —	100 кОм 1 МОм } 10 МОм	$\pm 0{,}1\%\ U_x \pm 1$ знак
Постоянный ток	1 мА 10 мА 100 мА 1000 мА	0,1 мкА — — —	1 кОм 100 Ом 10 Ом 1 Ом	} $\pm 0{,}3\%\ I_x \pm 1$ знак $\pm 0{,}6\%\ I_x \pm 1$ знак
Напряжение переменного тока[2]	1 В 10 В 100 В 1000 В	2 мВ — — —	1 МОм	$\pm 0{,}4\% \pm 0{,}0\%$ всей шкалы ± 1 знак в полосе частот $50—2 \cdot 10^4$ Гц
Сопротивление	100 Ом 1 кОм 10 кОм 100 кОм 1000 кОм	0,02 Ом — — — —	Ток через R_x } 1 мА 100 мкА 10 мкА 1 мкА	$\pm 0{,}2\%$ всей шкалы ± 1 знак
Частота[3]	$10—5 \cdot 10^5$ Гц	Время измерения 0,1 с и 1 с	—	± 1 знак $\pm$ точность кварцевого генератора $(2 \cdot 10^{-5})$

[1] Перед началом измерения может проводиться калибровка прибора.
[2] Измерения эффективного значения напряжения.
[3] Максимальная чувствительность 100 мВ, максимально допустимое входное напряжение 30 В.

Таблица 14

Измеряемая величина	Пределы измерения	Разрешающая способность	Входное сопротивление	Погрешность измерения
Напряжение постоянного тока[1]	39,99 мВ 399,9 мВ 3,99 В 20 В 39,99 В 399,9 В 1000 В	10 мкВ — — — — — —	} Не ниже 1000 МОм } 10 МОм	$\pm$ 0,05 % $\pm$ 1 знак при измерении температуры от +10 до +30 °С, относительной влажности до 80 % и изменении напряжения питания $\pm 10\%$

Измеряемая величина	Пределы измерения	Разрешающая способность	Входное сопротивление	Погрешность измерения
Сопротивление[2]	39,99 Ом 399,9 Ом	10мОм —	Ток через измеряемое сопротивление 10 мА	—
	3,999 кОм	—	1 мА	
	39,99 кОм	—	0,1 мА	
	399,9 кОм	—	10 мкА	
	3,999 МОм 10 МОм	—	1 мкА	

[1] Вход прибора плавающий.
[2] Вход прибора четырехпроводный.

Таблица 15

Измеряемая величина	Пределы измерения	Входное сопротивление	Быстродействие	Погрешность измерения
Напряжение постоянного тока[1]	10 В 100 В 1000 В	1 МОм, 150 пФ	До 300 изм/с	Основная: ±0,05 % U_x ± 1 младшего разряда. Дополнительная: ± 0,5 % U_x ± 2 знака
Напряжение переменного тока (f=20—2×10[4] Гц)	10 В 100 В 300 В	—	1 измерение за 10 с	±0,5 % U_x±1 знак ±1 % U_x±1 знак
Сопротивление	1 кОм 10 кОм 100 кОм 1 МОм 10 МОм	—	До 300 изм/с	Основная: ±0,5 % R_x±1 знак. Дополнительная ±0,5 % R_x±2 знака

Напряжение источника питания 220 В, 50 Гц.
Потребляемая мощность не превышает 120 Вт.
Габариты прибора 380×320×360 мм, масса 24 кг.

[1] Чувствительность 10 мВ.

Таблица 16

Измеряемая величина	Пределы измерения	Входное сопротивление	Быстродействие	Погрешность измерения
Постоянное напряжение	От 15 мВ до 1500 В	От 50 до 1000 МОм	0,04 с	0,05 % U_x±2 знака
Постоянный ток	От 1,6 мкА до 16 мА			0,1 % I_x±2 знака
Сопротивление	От 1,6 кОм до 16 МОм			0,1 % R_x±2 знака
Частота	1—5·10⁵ Гц			—
Интервалы времени	$2 \cdot 10^{-6}$—10^5с			—

Габариты прибора 380×180×380 мм.

Таблица 17

Измеряемая величина	Пределы измерения	Входное сопротивление	Быстродействие	Погрешность измерения
Напряжение постоянного тока	0,01—1000 В	1 МОм	—	Основная: ±0,2 %U_x± ± 1 знак. Дополнительная: ±0,2 % на 10 °С при изменении температуры окружающей среды от —30 до +40 °С
Сопротивление	0,01—1999 кОм		3 с	Основная: ±0,3 % R_x± ±1 знак

Таблица 18

Измеряемая величина	Пределы измерения	Входное сопротивление	Быстродействие	Погрешность измерения
Напряжение постоянного тока	От 10 мкВ до 10 000 В (6 диапазонов)	100 МОм	3 изм/с	0,1 % U_x±1 знак
Напряжение переменного тока	От 10 мВ до 300 В (3 диапазона), f=20—$5 \cdot 10^8$ Гц	100 МОм	3 изм/с	3 % от диапазона
Сопротивление	От $10 \cdot 10^{-2}$ до 2000 МОм (9 диапазонов)	—	3 изм/с	—

Таблица 19

Измеряемая величина	Пределы измерения	Входное сопротивление	Перегрузка	Кратковременная перегрузка в течение 1 с	Погрешность измерения
Напряжение постоянного тока	10 мВ 1000 мВ 10 В 100 В 600 В	100 кОм 1 МОм 10 МОм (10 В, 100 В, 600 В)	100 В 450 В 600 В (10 В, 100 В, 600 В)	300 В 600 В (1000 мВ, 10 В, 100 В, 600 В)	Основная: 0,5 % $U_x\pm$ $\pm$ 1 знак Дополнительная: 0,05 % U_x на 1 °С в диапазоне 0—40 °С
Постоянный ток	100 мкА 1000 мкА 10 мА 100 мА 1000 мА	1,11 кОм 111 кОм 11,2 Ом	15 мА 45 мА 150 мА 1 А 3 А	50 мА 150 мА 500 мА 2 А 6 А	Основная: 0,5 % $I_x\pm$1 знак. Дополнительная: 0,05 % I_x на 1 °С в диапазоне 0—40 °С

Быстродействие прибора—5 измерений в секунду.

Напряжение источника питания 220 В, 50 Гц, потребляемая мощность 7,5 Вт.

Габариты 112×95×215 мм.

В приборе предусмотрены автоматическая установка нуля и автоматическая калибровка перед каждым измерением. Это обеспечивает точность измерения и вместе с тем упрощает его обслуживание в процессе измерений. Основные данные сведены в табл. 16.

Вольткилоомметр ВК2-6 (завод «Пунане-Рэт», СССР). Прибор предназначен для измерения напряжений постоянного тока и сопротивлений. Это электромеханический автокомпенсатор циклического действия, выполненный на электромагнитных реле и электронных лампах. В приборе обеспечивается автоматический выбор полярности и предела измерения. Выбор измеряемой величины и запуск осуществляются вручную. Индикатор проекционного типа, четырехразрядный с указанием полярности и измеряемой величины.

Основные данные сведены в табл. 17.

Мультиметр типа Х-3. Основные данные сведены в табл. 18.

Прибор допускает 100%-ную электрическую перегрузку. Его разрешающая способность 0,05%.

Вход прибора «плавающий», имеется аналоговый выход.

Предусмотрены автоматический выбор полярности и индикация полярности.

Прибор комплектуется высокочастотным детектором в виде щупа, пробником, высоковольтным делителем напряжения на 10 кВ,

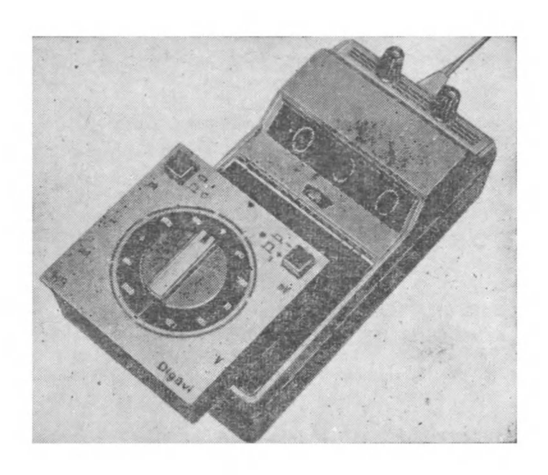


Рис. 61.

Напряжение источника питания 220 В. Потребляемая мощность 20 Вт. Масса прибора около 5 кг. Габариты 270×180×150 мм.

Прибор типа ED-2,2 (фирма Hartmann Braun). Внешний вид прибора показан на рис. 61, а основные данные приведены в табл. 19.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Непрерывное совершенствование микроэлектронной элементной базы создает предпосылки для дальнейшего развития цифровой измерительной техники. Появление микросхем с большой степенью интеграции позволяет улучшить ряд характеристик приборов. Уже сейчас стало возможным выполнение всей цифровой части прибора в одном кристалле полупроводника. Это позволяет вместе с сокращением размеров, массы и потребляемой мощности уменьшить стоимость и повысить надежность приборов.

Давно известные схемные решения по автоматической установке нуля, автокалибровке цифровых измерительных приборов, автоматическому выбору пределов измерений до сих пор практически не использовались в серийных приборах из-за резкого усложнения схемы и конструкции прибора. Только микроэлектроника сделала возможным практическую реализацию этих решений, что еще более расширит сферу применения авометров в различных отраслях народного хозяйства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бутусов И. В.** Цифровые устройства для автоматического контроля, измерения и управления. М., «Недра», 1964, 375 с.

2. **Гитис Э. И.** Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1970, 400 с.

3. **Нетребенко К. А.** Цифровые автоматические компенсаторы. М., Госэнергоиздат, 1961, 176 с.

4. **Орнатский П. П.** Автоматические измерительные приборы. Киев, «Техника», 1965, 421 с.

5. **Полупроводниковые** кодирующие и декодирующие преобразователи. Под ред. В. Б. Смолова, М., «Энергия», 1967, 312 с.

6. **Швецкий Б. И.** Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1970, 265 с.

7. **Хлистунов В. Н.** Основы цифровой электроизмерительной техники и цифровые преобразователи. М.—Л., «Энергия», 1966, 345 с.

8. **Беляков В. Г., Добров Е. В.** Устройство время-импульсного преобразования напряжения постоянного тока в число. А. С. №132863 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром образцы. Товарные знаки», 1960, № 20.

9. **Махнанов В. Д., Милохин Н. Т.** Устройства частотного и время-импульсного преобразования. М., «Энергия». 1970, 128 с.

10. **Долкарт В. М., Новик Г. Х., Колтынин Н. С.** Микроминиатюрные аэрокосмические цифровые вычислительные машины. М, «Советское радио», 1967, 348 с.

11. **Кроуфорд Р. Г.** Схемные применения МОП-транзисторов. М., «Мир», 1970, 191 с.

12. **Каган В. М., Каневский Н. Н.** Цифровые вычислительные машины и системы. М., «Энергия», 1970, 624 с.

13. **Клейнер Э. А., Малицкий Г. А., Мальцев Ю. С.** Измерительные преобразователи для малогабаритных щитовых приборов. — «Измерительная техника», 1971, № 4, с. 66—67.

14. **Нетребенко К. А.** Цифровые делители напряжения. М., «Энергия», 1970, 224 с.

15. **Кондюкова Е. И., Редькин Б. Е.** Аналого-цифровые преобразователи систем автоматического контроля. М., «Энергия», 1967, 80 с.

16. **Кузнецов А. А., Кузнецов О. А.** Элементы быстродействующих ачалого-цифровых преобразователей. М., «Энергия», 1969, 96 с.

17. **Мальцев Ю. С., Малицкий Г. А.** Диодно-регенеративный компаратор. А. С. № 289501 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 1, с. 184.

18. **Клейнер Э. А., Малицкий Г. А., Мальцев Ю. С.** Использование интегрального операционного усилителя в узлах цифровых приборов. — «Приборы и системы управления», 1971, № 6, с. 30—32.

19. **Попов Ю. А.** Устройство сравнения напряжений низкого уровня для аналого-цифрового преобразователя. — «Автометрия», 1968, № 2 ,с. 72—78.

20. **Кобрин М. С., Могильницкий А. М.** Об одном способе снижения дрейфа нуль-органа преобразователя напряжение — код. — В кн.: Методы математического моделирования и теория электрических цепей. Киев, 1969, с. 92—100.

21. **Шляндин В. М., Шлыков Г. П., Крысин Ю. М.** Нуль-орган. А. С. № 246934 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 21, с. 115.

22. **Крысин Ю. М., Шлыков Г. П., Шляндин В. М.** Нуль-орган цифрового милливольтметра. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1970, № 9, с. 13—17.

23. **Нетребенко К. А.** Развертывающие регистры для поразрядных цифровых автокомпенсаторов. — «Приборы и системы управления», 1971, № 5, с. 43—46.

24. **Нетребенко К. А., Реутов В. Б., Челпанов Л. В.** Цифровое развертывающее устройство. А. С. № 188152 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1966, № 21, с. 160.

25. **Малогабаритные щитовые индикаторы.** — «Приборы и системы управления», 1972, № 3, с. 44—46. Авт.: Власенко В. Н., Клейнер Э. А., Мальцев Ю. С., Стефанеев Д. И., Чернин М. М.

26. **Гиил Р. Т.** Цифровой индикатор на светоизлучающих диодах. — «Электроника», 1970, № 5, с. 30—33.

27. **Уэстон Г. Ф., Холл Р. Ф.** Матричные газоразрядные индикаторы повышенной яркости. — «Электроника», 1970, № 6, с. 17—23.

28. **Куземко В. С., Ситников Л. С., Токовенко С. Е.** Динамическая индикация в цифровых измерительных приборах. — «Автометрия», 1969, № 2, с. 99—104.

29. **Справочник** по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под общ. ред. Н. И. Горюнова. М., «Энергия», 1972, с. 488—494.

30. **Рогинский В. Ю.** Электропитание радиоустройств. М., «Энергия», 1970, 319 с.

31. **Todd D.** The Poor Man's Digital Voltmeter.— «Radio-Electronics», 1966, № 8.

32. **Баляс И. Н., Кирианаки Н. В.** К вопросу построения массовых цифровых электроизмерительных приборов. — «Контрольно-измерительная техника», 1969, № 8, с. 3—10.

33. **Бездельев Ю. В.** Миниатюрный цифровой вольтметр. — «Радио», 1967, № 10, с. 32—35.

34. **Schmid H.** Digital Meters for Under 100.— «Electronics», 1966, № 24, р. 88—94.

35. **Орнатский П. П.** Автоматические измерения и приборы. Киев, «Выща школа», 1971, 552 с.

СОДЕРЖАНИЕ

ГЕННАДИЙ ЯКОВЛЕВИЧ АФАНАСЬЕВ
ЮРИЙ СЕРГЕЕВИЧ МАЛЬЦЕВ

ЦИФРОВЫЕ АВОМЕТРЫ

Редактор К. А. Нетребенко
Редактор издательства Г. Н. Астафуров
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Т. А. Маслова
Корректор А. К. Улегова

Сдано в набор 4/XI 1974 г.
Подписано к печати 4/II 1975 г. Т-03262
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 3,78 Уч.-изд. л. 4,37
Тираж 30 000 экз. Зак. 986 Цена 18 коп.

Издательство «Энергия»,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета
Министров СССР по делам издательств,
полиграфии и книжной торговли.
Шлюзовая наб., 10.

Цена 18 коп.